E 2040/1

REFERATIVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 28 • Nr. 1 • IANUARIE 1980

Tîrgul din Leipzig

Republica Democrată Germană
9–15. 3. 1980

Contacte la distanţă pentru un comerţ fructuos ...

...vă oferă **Tîrgul din Leipzig.** În special în branşa electrotehnică — electronică există o ofertă care oglindeşte nivelul internaţional de dezvoltare ştiinţifică şi tehnică. Doriţi să vă informaţi asupra dezvoltării, căutaţi posibilităţi pentru schimb de experienţă. Dacă sînteţi interesaţi în rezolvarea de probleme **Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1980** vă oferă, în cadrul unor simpozioane, colocvii şi conferinţe de specialitate, o privire complexă asupra acestei ramuri industriale.
Convingeţi-vă singuri!
Vă aşteptăm la Leipzig!

Informaţii de călătorie şi legitimaţii de tîrg obţineţi prin ONT—Carpaţi sau prin secţia comercială a Ambasadei R.D.G. în R.S.R., str. Dumbrava Roşie, nr. 4, Bucureşti. ONT—Carpaţi organizează, de asemenea, vizite pentru grupuri de specialişti cu participarea gratuită la sesiunile de comunicări.

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 28 Nr. 1 ianuarie 1980

ELECTROTEHNICA

C U P R I N S

322-81

TURBOGENERATOARE
ROTOARE
MODELARE MATEMATICĂ

Voicu, N., Iordache, M. : **Modelarea matematică a sistemului de ventilaţie al rotoarelor turbogeneratoarelor de medie putere.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 1, ian 1980, p. 1

Se prezintă un model matematic de calcul al sistemului de ventilaţie al rotorului turbogeneratoarelor de medie putere, care ţine seama de variaţia rezistenţelor aerodinamice cu debitul agentului de răcire.

CZ 621.313.2 ; 621.314.63

MOTOR DE C.C.
REDRESOR COMANDAT
CURENŢI TURBIONARI

Ţigler, M. : **Curenţii turbionari din miezurile masive ale polilor de comutaţie.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 1, ian 1980, p. 8

Lucrarea analizează influenţa curenţilor turbionari din miezurile magnetice masive ale polilor de comutaţie şi a vitezei de variaţie a curentului din circuitul rotoric asupra procesului de comutaţie.

CZ 621.313.333 : 629.1

MOTOR LINEAR
COMANDA AUTOMATĂ A VITEZEI
VEHICULE

Budişau, N. Babuţia, I., Mureşan, I., Budişan, L.: **Funcţionarea adaptivă a unor generatoare de funcţii într-un sistem de prescriere programată a vitezei de mers a vehiculelor.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 1, ian 1980, p. 13

Se prezintă funcţionarea adaptivă a unor generatoare de funcţii într-un sistem de prescriere programată a vitezei de mers a unor vehicule cu motoare lineare. Generatoarele realizează o funcţie optimă pentru modificarea vitezei de mers şi îşi schimbă, în mod adecvat, legea de variaţie a semnalului generat în funcţie de forţa admisibilă de tracţiune, variabilă cu viteza şi în funcţie de masa utilă (călători) a vehiculului. Sînt prezentate principiile realizării funcţionării adaptive.

CZ.621.313 : 629.1

VARIATOARE DE TENSIUNE
MOTOR DE C.C.
ACŢIONARE ELECTRICĂ—TRAMVAIE

Miron, D.: **Contribuţii privind calculul schemelor cu variatoare de tensiune continuă pentru acţionarea tramvaiului cu motor de curent continuu cu excitaţie serie.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 1, ian 1980, p. 16

Lucrarea cuprinde relaţii privitoare la calculul schemelor de acţionare electrică a tramvaiului cu motor de c.c.

CZ 621.374.3 : 621.317-753

MĂSURAREA TEMPERATURII
CIRCUITE CU TERMISTOARE
ERORI DE METODĂ

Cristeu, P. ş.a. : **Proiectarea circuitelor cu termistoare pentru măsurarea temperaturilor.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 1, ian 1980, p. 19

Lucrarea expune o metodă unitară de proiectare a circuitelor de măsurare a temperaturilor în domeniul mediu, utilizînd termistoare. Sînt studiate circuitele în punte alimentate în tensiune sau în curent, circuitele cu amplificatoare operaţionale şi circuitele cu conversie temperatură — durată. Sînt prezentate relaţiile şi diagramele de proiectare pentru minimizarea erorii sistematice în domeniul de lucru impus.

CZ 621.365.315.5

APARATE TERMOELECTRICE
TERMOELEMENTE
TEORIA SIMILITUDINII

Podeanu, P., Climov, V. şi Duţescu, I. : **Studiul privind calculul încălzirii conductoarelor termocuplelor utilizate în aparatele termoelectrice.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 1, ian 1980, p. 30

În lucrare se prezintă metode analitice de calcul, cu aplicarea teoriei similitudinii şi analizei dimensionale pentru calculul încălzirii firelor termoelementelor şi termoconductoarelor.

CZ 621.3.013 ; 621.3.052

CONCENTRATOR DE CÎMP
DEFORMARE ELECTROMAGNETICĂ
CÎMP ELECTROMAGNETIC

Şerbănescu, M., Lihaţchi, M. : **Proprietăţi dimensionale ale concentratorului de cîmp cu crestături.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 1, ian 1980, p. 36

Se studiază influenţa principalilor parametri geometrici ai zonei de cîmp intens a concentratorului de cîmp cu crestături asupra mărimii cîmpului magnetic realizat.

CZ 621.313.322

STABILITATE DINAMICĂ
FUNCŢIA LIAPUNOV
CRITERIUL ARIILOR

Galan, N. : **Consideraţii cu privire la stabilirea dinamică a maşinii sincrone.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 1, ian 1980, p. 39

În lucrare se prezintă influenţa variaţiei cuplurilor în raport cu viteza unghiulară asupra stabilităţii dinamice a maşinii sincrone ca şi unele elemente cu privire la funcţia Liapunov. Se arată că criteriul ariilor poate fi interpretat energetic în sistemul de referinţă sincron.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SIRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1707. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.322–81

ТУРБОГЕНЕРАТОРЫ
РОТОРЫ
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Войку, Н., Иордаке, М.: **Математическое моделирование вентиляционной системы роторов турбогенераторов, средней мощности.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 28, № 1, январь 1980, стр. 1

Представляется счётная математическая модель вентиляционной системы ротора турбогенераторов средней мощности, которая имеет в виду вариацию аэродинамических сопротивлений с подачей охлаждающего агента.

УДК 621.312.2:631.314.63

ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА
УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ
ВИХРЕВОЙ ТОК

Тиглер, М.: **Вихревые токи из массивных ядер добавочных полюсов.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 28, № 1, январь 1980, стр.

Работа анализирует влияние вихревых токов из массивных магнитных ядер добавочных полюсов и переменной скорости роторной цепи на процесс коммутации.

УДК 621.313.333:629.1

ЛИНЕЙНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТИ
СРЕДСТВА ПЕРЕДВИЖЕНИЯ

Будишан, Н., Бабуция, И., Мурешан, И., Будишан, Л.: **Принятое функционирование некоторых генераторов функций в одной системе программного предписания ходовой скорости средств передвижения.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 28, № 1, январь 1980, стр. 13

Представляется принятое функционирование некоторых генераторов функций в одной системе программного предписания ходовой скорости некоторых средств передвижения с линейными движениями. Генераторы осуществляют оптимальную функцию для изменения ходовой скорости и соответственно превращают закон вариации сигнала, производимого в зависимости от допустимой силы тяги, изменяющейся со скоростью и в зависимости от полезной массы (пассажиров) средства движения. Представляются основы осуществления приспособленного функционирования.

УДК 621.212.629.1

ИЗМЕНЯЮЩЕЕСЯ УСТРОЙСТВО
ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИВОД-ТРАМВАЯ

Мирон, Д.: **Вклады относящиеся на вычисление схем с изменяющимися устройствами постоянного напряжения для привода трамвая с двигателем постоянного тока с последовательным возбуждением.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 28, № 1, январь 1980, стр. 16

Работа содержит отношения относящиеся на вычисление схем электрического привода трамвая с двигателем постоянного тока.

УДК 621.384.3:621.317-753

ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ
ЦЕПИ С ТЕРМИСТОРАМИ ПОГРЕШНОСТИ МЕТОДА

Кристя, П. и др.: **Проектирование цепей с термисторами для измерения температур.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 28, № 1 январь 1980, стр. 19

Работа представляет единый метод проектирования цепей измерения температур в средней области, используя термисторы. Исследуют цепи с распорками, снабжающие в напряжение или в ток, цепи с операционными усилителями и цепи с конверсией температура-длительность. Представляют отношения и диаграмму проектирования для минимизации систематической погрешности в области заставленной работы.

УДК 521.365.315.5

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ
ТЕРМОЭЛЕМЕНТЫ
ТЕОРИЯ СХОДСТВА

Подеану, П., Климов, В. и Дуческу, И.: **Исследование вычисления нагрева проводов термопар, используемых в термоэлектрических аппаратах.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 28, № 1, январь 1980, стр. 30

В работе представлены аналитические методы вычисления с применением теории сходства и размерным анализом для вычисления нагрева ниток термоэлементов и термических проводов.

УДК 622.3.012;621.3.502

ПОЛЕВОЕ УСТРОЙСТВО СОСРЕДОТОЧЕНИЯ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ДЕФОРМИРОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Щербэнеску, М., Лихацки, М.: **Размерные свойства полевого устройства сосредоточения с пазами.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 28, № 1, январь 1980, стр. 36

Изучают влияние основных геометрических параметров зоны интенсивного поля полевого устройства сосредоточения с пазами на величину осуществленного магнитного поля.

УДК 621.212.322

ДИНАМИЧЕСКАЯ СТАБИЛЬНОСТЬ
ФУНКЦИЯ ЛЯПУНОВА
КРИТЕРИЙ ПЛОЩАДЕЙ

Галан, Н.,: **Соображения относящиеся на динамическую стабильность синхронной машины.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 28, № 1, январь 1980, стр. 39

В работе представляется влияние вариации пар в соответствии с угловой скоростью на динамическую стабильность синхронной машины и также некоторые элементы относящиеся на функцию Ляпунова. Показывается, что критерий площадей может интерпретироваться энергетично в синхронной заданной системе.

INHALT

DK 621.313.322–81

TURBOGNERATOREN
LAUFER
MATHEMATISCHE MODELLATION

Voicu, N., Iordache, M. : **Die mathematische Modellation des Lüftungssystems der Turbogeneratorenläufer mittlerer Leistung.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 1, Januar 1980, S. 1

Es wird ein mathematisches Rechnungsmodell des Lüftungssystems des Turbogeneratorenläufers mittlerer Leistung, das die Schwankung aerodynamischer Widerstände mit der Durchflussmenge des Abkühlungsmittels berücksichtigt, dargestellt.

DK 621.313.2 ; 621.314.63

GLEICHSTROMMOTOR
GESTEUERTER GLEICHRICHTER
WIRBELSTRÖME

Tigler, M. : **Wirbelströme aus den massiven Kernen der Hilfspole.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 1, Januar 1989, S. 8

Die Arbeit analysiert den Einfluss der Wirbelströme aus den massiven Kernen der Hilfspol und der Variationsgeschwindingkeit des Stromes aus dem Läuferkreislauf auf den Umschaltvorgang.

DK 621.313.333.629.1

LINEARER MOTOR
AUTOMATISCHE GESCHWINDIGKEITSSTEUERUNG
FAHRZEUGE

Budişan, M., Babuţia, I., Mureşan, I., Budişan, L. : **Das adoptive Funktionieren einiger Funktionsgeneratoren in einem System.**

E.E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 1, Januar 1980, S. 13

Es wird das adoptive Funktionieren einiger Funktionsgeneratoren in einem System programmierter Vorschriften der Fahrgeschwindigkeit einiger Fahrzeuge mit linearen Mo-

toren dargestellt. Die Generatoren erzielen eine optimale Funktion für die Modifizierung der Fahrgeschwindigkeit und verändern entsprechenderweise das sich mit der Geschiwindigkeit verändernde Variationsgesetz des erzeugeten Impulses abhängig von der zulässigen Zugkraft und von der nützlichen Masse (Passagiere) des Fahrzeuges. Es werden die Prinzipien der Verwirklichung des adoptiven Funktionierens dargestellt.

DK 621.313.629.1

SPANNUNGSREGLER
GLEICHSTROMMOTOR
ELEKTRISCHER ANTRIEB FÜR
STRASSENBAHNEN

Miron, D. : **Beiträge hinsichtlich der Berechnung der Schaltungen mit Gleichspannungsregler zum Antrieb der Strassenbahn mit Gleichstromotor mit Serienerregung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 1, Januar 1980, S. 16

Die Arbeit enthält Betrachtungen hinsichtlich der Berechung der Schaltung des elektrischen Antriebs der Strassenbahn mit Gleichstrommotor.

DK 621.374.3 :621.317–753

TEMPERATURMESSUNG
THERMISTORENKREISLÄUFE
METHODENFEHLER

Cristeu, p. u.a. : **Das Entwerfen der Thermistorenkreisläufe zur Temperaturmessung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, N. 1, Januar 1980, S. 19

Die Arbeit stellt eine einheitliche Methode zum Entwerfen von Kreisläufen zur Messung der mittleren Temperatur mit Hilfe von Thermistoren vor. Es werden spannungs — oder stromgespeiste Kreisläufe mit Rechenverstärker und Kreisläufe mit Rechanverstärker und Kreisläufe mit Temperatur — Dauer-Konversion analysiert. Es werden die Entwerfungsbeziehungen und — diagramme für die Minimalisierung der systematischen Fehler im vorgeschriebenen Arbeitsbereich geschildert.

DK 621.365.315.5

THERMOELEKTRISCHE APPARATE
THERMOELEMENTE
AHNLICHKEITSTHEORIE

Podeanu, P., Climov, V. und Dufescu, I. : **Abhandlung über die Berechnung der Erwärmung der Leiter der in thermoelektrischen Apparaten verwendeten Thermoelemente.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 1, I Januar 1980, S. 30

In der Arbeit werden analytische Berechnungsmethoden, bei denen die Ahnlichkeitstheorie und die Massanalyse angewendet werden, zur Berechnung der Erwärmung der Thermoelementedrähte und Wärmeleiter geschildert.

DK 621.3.013 ; 621.3.052

FELDKONZENTRATIONSVORRICHTUNG
ELEKTROMAGNETISCHE VERFORMUNG
ELEKTROMAGNETISCHES FELD

Şerbănescu, M., Lihaţchi, M. : **Die Abmessungseigenschaften der Feldkonzentrationsvorrichtung mit Nuten.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 1, Januar 1980, S. 36

Es wird der Einfluss der wichtigsten geometrischen Parameter der Zone des intensiven Feldes der Feldkonzentrationsvorrichtung mit Nuten auf die Grösse des erzielten Magnetfeldes geschildert.

DK 621.313.322

DYNAMISCHE STABILITÄT
LIAPUNOV FUNKTION
FLACHENKRITERIUM

Galan, N. : **Betrachtungen hinsichtlich der dynamischen Stabilität der Synchronmaschine.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 1, Januar 1980, S. 39

In der Arbeit wird der Einfluss der Drehmomentvariationen, im Verhältnis zur Winkelgeschwindigkeit, auf die dynamische Geschwindigkeit der Synchronmaschine sowie einige Elemente hinsichtlich der Liapunov Funktion geschildert. Es wird gezeigt, dass das Flächenkriterium energetisch im synchronen Bezugssystem interpretiert werden kann.

CONTENT

DC 621.313.322–81

TURBOGENERATORS
ROTORS
MATHEMATICAL MODELLING

Voicu, N., Iordache, M. : **Mathematical modelling of the mean power turbogenerator rotors ventilation system.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, jan 1980, p. 1

A mathematical computation model of the mean power turbogenerator rotor ventilation system is presented, taking into account the aerodynamical resistances variation with the cooling agent flow rate.

DC 621.313.2 : 621.314.63

D.C. MOTOR
CONTROLLED RECTIFIER
EDDY CURRENTS

Ţigler, M. : **The eddy currents in the massive core of the commutation poles.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, jan 1980 p. 8

The paper deals with the influence of the eddy currents in the massive magnetic cores of the commutation poles, and that of the rotor circuit current variation rate, upon the commutation process.

DC 621.313.333 : 629.1

LINEAR MOTOR
SPEED AUTOMATIC CONTROL
VEHICLES

Budişau, N., Babuţia, I., Mureşan, I., Budişan, L. : **Adaptive operation of some function generators in a vehicle travelling speed programmed specification system.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, jan 1980, p. 13

The adaptive operation of some function generators in a programmed specification system for the linear motor vehicles travelling speed is presented. The generators achieve an optimum function for modifying the travelling speed, and they adequately change their variation law of the signal generated according to the admissible traction force, which varies function of the vehicle speed and useful weight (passengers). The principles of achieving the adaptive operation are presented.

DC 621.313.629.1

VARIABLE VOLTAGE REGULATOR
D.C. MOTOR
TRAMWAYS ELECTRICAL DRIVE

Miron, D. : **Contribution to the computation of the circuit diagrams including direct variable voltage regulators for driving the series excitation D.C. motor tramways.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, jan 1980, p. 16

The paper gives some information regarding the electrical drive circuit diagrams computation for the D.C. motor tramways.

DC 621.374.3 : 621.317–753

TEMPERATURE MEASUREMENT
THERMISTOR CIRCUITS
METHOD ERRORS

Cristea, P., a.o. : **Thermistor circuits design for measuring the temperature.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, jan 1980, p. 19

The paper describes a unitary method of designing the medium range temperature measuring circuits, using thermistors. The bridge circuits, voltage or current supplied, operational amplifiers circuits, and the temperature-duration conversion circuits are also studied. The relations and the designing diagrams for minimizing the systematic error in the imposed operation region are given.

DC 621.365.315.5

THERMOELECTRICAL APPARATUSES
THERMOELEMENTS
THEORY OF SIMILARITY

Podeanu, P., Climno, V., Dufescu, I. : **A study of the thermocouple conductors heating computation, used in thermoelectrical apparatuses.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, jan 1980 , p. 30

Some analytical computation methods are presented, the theory of similarity and the dimensional analysis being applied to the thermoelement and thermoconductor wires heating computation.

DC 621.3.013 ; 621.3.052

FIELD CONCENTRATOR
ELECTROMAGNETIC DISTORTION
ELECTROMAGNETIC FIELD

Şerbănescu, M., Lihaţchi, M. : **Dimensional properties of the slotfield concentrator.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, jan 1980, p. 36

The influence of the high intensity field zone main geometrical parameters of the slot field concentrator upon the obtained magnetic field magnitude has been studied.

DC 621.313.322

DYNAMIC STABILITY
LYAPUNOV FUNCTION
AREAS CRITERION

Galan, N. : **On the synchronous machine dynamic stability.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, jan 1980, p. 39

The paper deals with the influence of the torque variation function of the angular speed upon the synchronous machine dynamic stability, as well as with some elements regarding the Lyapunov function. It is shown that the areas criterion can be interpreted in the synchronous reference system from an energetical point of view.

SOMMAIRE

CD 621.313.322–81

TURBOGÉNÉRATEURS
ROTORS
MODÉLISATION MATHÉMATIQUE

Voicu, N., Iordache, M. : **Modélisation mathématique du système de ventilation des rotors des turbogénérateurs de moyenne puissance.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, janvier 1980, p. 1

On y présente un modèle mathématique de calcul pour le système de ventilation du rotor des turbogénérateurs de moyenne puissance, qui tient compte de la variation des résistances aérodynamiques en fonction du débit de l'agent de refroidissement.

CD 621.313.2 ; 621.314.63

MOTEUR DE C.C.
REDRESSEUR COMANDÉ
COURANTS FOUCAULT

Ţigler, M. : **Courants Foucault des noyaux massifs des pôles de commutation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, janvier 1980, p. 8

Cet ouvrage analyse l'influence des courants Focault das noyaux magnétiques massifs des pôles de commutation et l'influence de la vitesse de variation du courant du circuit rotorique sur le processus de commutation .

CD 621.313.333 : 629

MOTEUR LINÉAIRE
COMANDE AUTOMATIQUE DE LA VITESSE
VÉHICULES

Budişan, N., Babuţia, I., Mureşan, I., Budişan, L. – **Fonctionement adaptif des générateurs de fonctions dans un système de commande, au moyen de programmes, de la vitesse des véhicules.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, janvier 1980, p. 13

On y présente le fonctionnement adaptif des générateurs de fonctions dans un systéme de commande, au moyen de programmes, de la vitesse des véhicules à moteurs linéaires. Les générateurs réalisent une fonction optimale pour la modification de la vitesse et ils changent, de facon adéquate, leur loi de variation du signal généré en fonction de la force admissible de traction, variable par rapport à la vitesse et à la masse utile (passagers) du vehicule. On y décrit les principes de la réalisation du fonctionnement adaptif.

CD 621.313.629.1

VARIATEURS DE TENSION
MOTEUR DE C.C.
ACTIONNEMENT ÉLECTRIQUE
DES TRAMWAYS

Miron, D. ; **Contributions concernant le calcul des schémas à variateurs de tension continue pour l'actionnement du tramway à moteur de courant continu à excitation en série.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, janvier 1980, p. 16

Cet ouvrage contient des indications concernant le calcul des schémas d'actionnement électrique du tramway à moteur de c.c.

CD 621.374.3 : 62.1317–753

MESURE DE LA TEMPERATURE
CIRCUITS A THERMISTORS
ERREURS DE METHODE

Cristea, P. et d'a. : **Projet technique pour les circuits à thermistors pour la mesure des températures.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, janvier 1980, p. 19

L'ouvrage expose une méthode unitaire pour la réalisation des projets techniques des circuits de mesure des températures dans la plage des valeurs moyennes, utilisant des thermistors. On y étudie les circuits à montage en pont alimentés à tension ou à courant, les circuits à amplificateurs operationnels et les circuits deconversion température-durée. On y présente les relations et les diagrammes de projection pour minimiser l'erreur systématique dans le domaine de fonctionnement imposé.

CD 621.365.315.5

APPAREILS THERMOÉLECTRIQUES
THERMOÉLÉMENTS
THÉORIE DE LA SIMILITUDE

Podeanu, P., Climov, V. et Dufescu, I. : **Sur le calcul de l'échauffement des conducteurs des thermocouples utilisés aux appareils thermoélectriques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, janvier 1980, p. 30

Dans cet ouvrage on présente des méthodes analytiques de calcul applicant la théorie de la similitude et de l'analyse dimensionnelle au calcul de l'échauffement des fils des thermoéléments et des thermoconducteurs.

CD. 621.3.013 ; 621.3.052

CONCENTRATEUR DE CHAMP
DÉFORMATION ÉLECTROMAGNETIQUE
CHAMP ÉLECTROMAGNETIQUE

Şerbănescu, M., Lihaţchi, M. : **Propriétés dimensionnelles du concentrateur de champ à encoche.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, janvier 1980, p. 36

On y étudie l'influence des principaux paramètres géométriques de la zone de champ intensif du concentrateur de champ à encoches sur l'intensité du champ magnétiques obtenu.

CD 621.313.322

STABILITÉ DYNAMIQUE
FONCTION LIAPUNOV
CRITERES DES ZONES

Galan, N. : **Considérations concernant la stabilité dynamique de la machine synchrone.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 1, janvier 1980, p. 39

Dans cet ouvrage on présente l'influence de la variation des couples par rapport à la vitesse angulaire sur la stabilité dynamiques de la machine synchrone ainsi que quelques éléments concernant la fonction Liapunov. On y prouve que le critère des zones peut être interprété du point de vue énergétique dans le système de référence synchrone.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 1

CZ. 621.313.322-81

TURBOGENERATOARE
VENTILAŢIA ROTOARELOR
MODEL MATEMATIC

Modelarea matematică a sistemului de ventilaţie al rotoarelor turbogeneratoarelor de medie putere

NICOLAE VOICU, IORDACHE MIHAI * — Bucureşti

Introducere

Reducerea gabaritului maşinii, deci utilizarea economică a materialelor active, este strîns legată de alegerea şi dimensionarea corectă a sistemului de ventilaţie.

În general, metodologia [8] curent utilizată în proiectarea circuitului de ventilaţie al turbogeneratoarelor de medie putere indică valori globale aproximative ale pierderilor de presiune a agentului de răcire.

Pentru cazul în care se doreşte o apreciere mai bună a pierderilor de presiune este necesar să se ţină seama că, în mare parte, acestea sînt funcţie de debitul agentului de răcire şi de regimul de curgere.

În lucrare se prezintă un model matematic de calcul al sistemului de ventilaţie al rotoarelor turbogeneratoarelor de medie putere, model care ţine seama de variaţia rezistenţelor aerodinamice cu debitul agentului de răcire.

Modelul matematic propus permite un calcul mai exact al distribuţiei debitului agentului de răcire în canalele radiale de ventilaţie practicate în rotor.

Conform cu modelul propus se prezintă şi un program de calcul pe calculatorul numeric, permiţînd selectarea rapidă a soluţiei.

1. Consideraţii tehnico-constructive privind sistemul de ventilaţie

Sistemul de ventilaţie adoptat pentru rotor este direct, agentul de răcire (aer) este dirijat spre părţile active, evitîndu-se căderea de temperatură în stratul izolant.

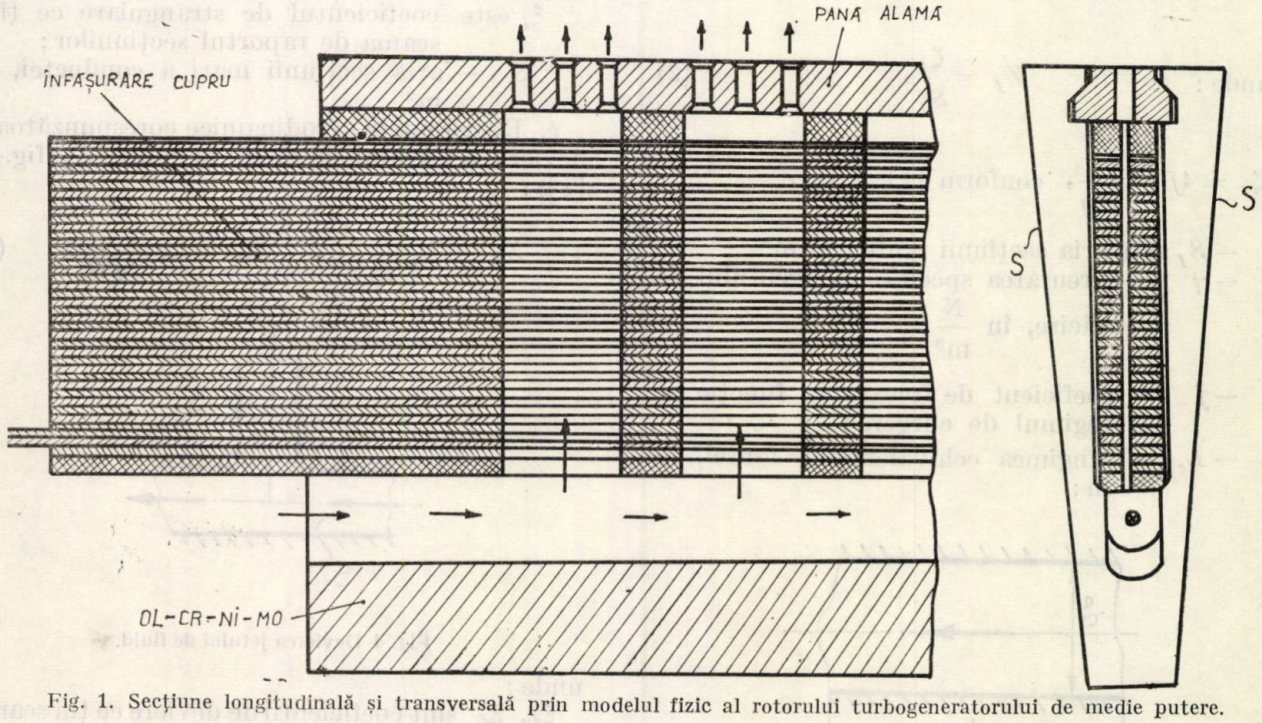


Fig. 1. Secţiune longitudinală şi transversală prin modelul fizic al rotorului turbogeneratorului de medie putere.

Datorită simetriei cilindrice pe care o prezintă rotorul şi deoarece pe suprafaţa S schimbul de căldură este nul, s-a ales, pentru ex-

* Dr. ing. *Iordache, M.* este şef de lucrări, iar ing. *Voicu, N.* asistent la Facultatea de automatică a Institutului politehnic — Bucureşti.

perimentare și modelare matematică, numai o porțiune de rotor, cuprinzînd ancoșa în care se află bara de cupru și părțile de fier adiacente, figura 1.

Agentul de răcire este suflat în canalul axial (canalul de sub bară) pe la cele două extremități, repartizîndu-se în toate fantele radiale ale machetei.

S-a urmărit determinarea distribuției debitului agentului de răcire în fantele radiale pentru diverse regimuri de funcționare.

2. Descrierea schemei echivalente cu rezistențe aerodinamice a sistemului de ventilație

În general, rezistențele aerodinamice corespunzătoare pierderilor de presiune se apreciază cu expresia :

$$Z = \frac{\zeta}{S^2}, \qquad (1)$$

conform [1] unde :

— ζ este un factor care ține seama de tipul pierderii de presiune ;

— S reprezintă aria secțiunii de trecere a agentului de răcire.

Se pot considera patru tipuri de pierderi de presiune și, corespunzător acestor tipuri, se introduc rezistențele aerodinamice echivalente.

a. Rezistențele aerodinamice corespunzătoare frecării agentului de răcire în canale Z_f, se apreciază cu relația :

unde : $$Z_f = \frac{\zeta_f}{S_f^2}, \qquad (2)$$

$\zeta_f = 4f \frac{L_e}{d_e} \frac{\gamma}{2g}$, conform [1], în care :

— S_f este aria secțiunii fantei, în m^2 ;

— γ — greutatea specifică a agentului de răcire, în $\frac{N}{m^3}$;

— f — coeficient de frecare în funcție de regimul de curgere ;

— L_e — lungimea echivalentă a fantei, în m ;

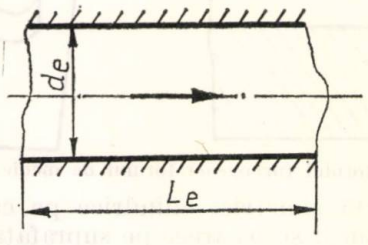


Fig. 2. Curgerea printr-o conductă de frecare.

— d_e — diametrul echivalent al fantei, în m ;

— g — accelerația gravitației, în $\frac{m}{s^2}$.

În cazul circuitelor aerodinamice ale rotoarelor turbogeneratoarelor răcite direct cu aer, se propune următoarea relație pentru aprecierea lui f :

$$f = 0{,}005\ D^{-0{,}7}, \qquad (3)$$

unde D este debitul agentului de răcire, în $\frac{m^3}{s}$.

Relația (3) este justificată de concordanța bună între rezultatele analitice și cele experimentale pentru diverse regimuri de funcționare, menținînd temperatura agentului între $30^0 - 50^0$C și pentru numere Reynolds, $2\,100 < Re < 10^5$.

b. Rezistențele aerodinamice corespunzătoare strangulărilor, Z_s (fig. 3, [1]) :

$$Z_s = \xi_s \frac{\gamma}{2g} \frac{1}{S^2}, \qquad (4)$$

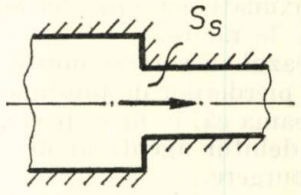


Fig. 3. Reducerea bruscă a secțiunii de curgere.

unde :

ξ_s este coeficientul de strangulare ce ține seama de raportul secțiunilor ;

S — aria secțiunii mari a conductei, în m^2.

c. Rezistențele aerodinamice corespunzătoare devierii agentului de răcire în fante, Z_d (fig.4), [1]) :

$$Z_{d_1} = \xi_{d_1} \frac{\gamma}{2g} \frac{1}{S_1^2}; \quad Z_{d_2} = \xi_{d_2} \frac{\gamma}{2g} \frac{1}{S_2^2}, \qquad (5)$$

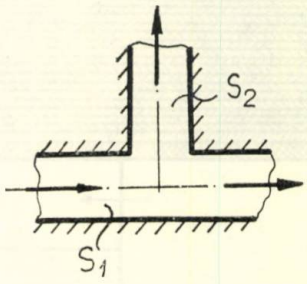


Fig. 4 Devierea jetului de fluid.

unde :

ξ_{d_1}, ξ_{d_2} sînt coeficienții de deviere ce țin seama de raportul debitelor ;

S_1, S_2 — secțiunile de trecere ale agentului de răcire, (fig. 4), în m^2.

d. Rezistenţele aerodinamice corespunzătoare curgerii agentului din fante în întrefier, Z_e (fig. 5, [1]):

$$Z_e = \xi_e \frac{\gamma}{2g} \frac{1}{S_e^2}, \qquad (6)$$

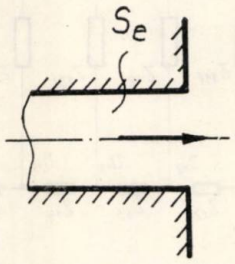


Fig. 5. Curgerea dintr-o conductă într-un rezervor.

unde:

S_e este secţiunea fantei, spre întrefier, în m^2, iar $\xi_e = 1$.

Pierderile de presiune în procesul de ventilaţie sînt echivalate prin rezistenţe aerodinamice după cum urmează (fig. 6):

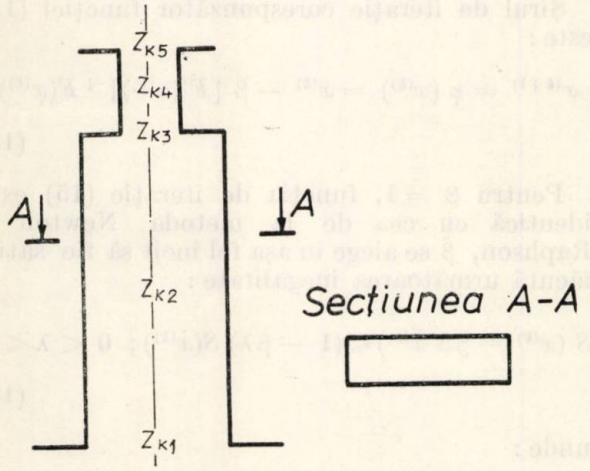


Fig. 6. Detaliu constructiv explicativ la rezistenţele aerodinamice echivalente pierderilor de presiune.

Z'_1 este rezistenţa aerodinamică corespunzătoare admisiei agentului în canalul axial;

Z'_k — rezistenţa aerodinamică corespunzătoare ramificării agentului în canalul axial ($k = 2,3,\ldots,16$);

Z''_k — rezistenţa aerodinamică corespunzătoare frecării agentului în canalul axial ($k = 1, 2,\ldots,16$);

Z_{k_1} — rezistenţa aerodinamică corespunzătoare deviaţiei agentului din canalul axial în fanta k ($k = 1, 2,\ldots,16$);

Z_{k_2} — rezistenţa aerodinamică corespunzătoare frecării agentului în fanta k ($k = 1,2\ldots,16$);

Z_{k3} — rezistenţa aerodinamică corespunzătoare strangulării agentului în orificiul echivalent al fantei k ($k = 1, 2,\ldots,16$);

Z_{k4} — rezistenţa aerodinamică corespunzătoare frecării în orificiul echivalent al fantei k ($k = 1,2,\ldots,16$);

Z_{k5} — rezistenţa aerodinamică corespunzătoare ieşirii agentului din orificiul echivalent al fantei k, în întrefier ($k = 1,2,\ldots,16$).

Întrucît rezistenţele aerodinamice Z_{k1}, Z_{k2}, Z_{k3}, Z_{k4}, Z_{k5} sînt în serie, rezistenţa aerodinamică echivalentă a fantei k are expresia:

$$Z_k = Z_{k1} + Z_{k2} + Z_{k3} + Z_{k4} + Z_{k5} = A_k + B_k D_k^{-0,7}, \qquad (7)$$

în care Z_{k2} şi Z_{k4} sînt funcţii de debitul agentului de răcire şi în consecinţă rezistenţa aerodinamică, echivalentă Z_k este neliniară; cu A_k şi B_k constante, iar D_k, debitul în fanta k.

3. Scrierea ecuaţiilor modelului matematic

Schema aerodinamică echivalentă a circuitului de ventilaţie (modelul matematic), ţinînd seama de tipurile de pierderi de presiune ale agentului de răcire, este reprezentată în figura 7.

Din aplicarea teoremelor lui Kirchhoff reţelei aerodinamice echivalente rezultă sistemul de ecuaţii:

$$\begin{cases} D_k - D_{kf} - D_{k+1} = 0 \\ 2\,D_{16} - D_{16f} = 0 \\ H_1 = Z_1 D_1^2 + Z_{1f} D_{1f}^2 \\ O = Z_{kf} D_{kf}^2 + Z_{k+1} D_{k+1}^2 + Z_{(k+1)f} D_{(k+1)f}^2 \\ \qquad k = 1,2,\ldots,15 \end{cases} \qquad (8)$$

Literatura de specialitate [2—5] pune la dispoziţia celor interesaţi cîteva metode de rezolvare a sistemelor algebrice neliniare care, în principal, se deosebesc prin:

— condiţiile de convergenţă;
— viteza de convergenţă;
— timpul de calcul;
— gradul de generalitate.

S-au testat mai multe algoritme de rezolvare a sistemelor algebrice neliniare şi s-a ajuns la concluzia că metoda seriilor Taylor amortizate [5] se pretează cel mai bine la tipul de neliniaritate pe care îl posedă sistemul (8).

Sistemul poate fi scris şi sub forma:

$$\sum_{i=1}^{32} a_{ij} D_i = 0 \qquad j = 1, 2,\ldots,16, \qquad (9)$$

pentru primele 16 ecuaţii rezultate din aplicarea primei teoreme a lui Kirchhoff, unde coeficienţii a_{ij} sînt constanţi, avînd valoarea 1, —1,0 şi:

$$\sum_{i=1}^{32} Z_{ij} D_i^2 = H_j; \qquad j = 17, 18,\ldots, 32, \qquad (10)$$

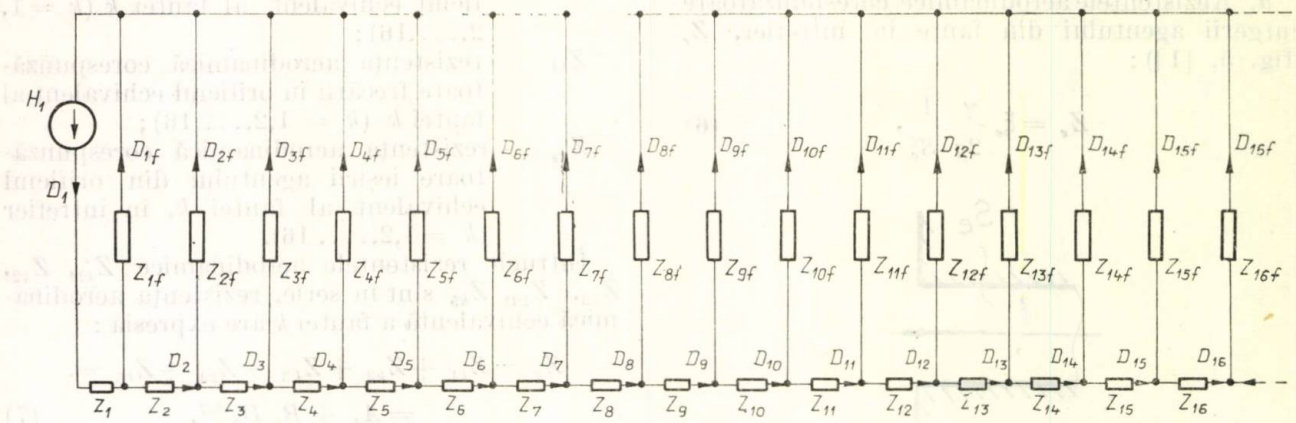


Fig. 7. Schema echivalentă a circuitului de ventilaţie al modelului fizic al rotorului turbogeneratorului de medie putere.

pentru următoarele 16 ecuaţii rezultate din aplicarea teoremei a doua a lui Kirchhoff şi în care rezistenţele aerodinamice Z_{ij} variază cu debitele corespunzătoare după legea :

$$Z_{ij} = c_{ij} + d_{ij} D_i^{-0,7}; \quad i = 1, 2, \ldots, 32; \quad j = 17, 18, \ldots, 32, \tag{11}$$

unde c_{ij} şi d_{ij} sînt coeficienţii A_k, respectiv B_k, din relaţia (7).

În program ecuaţia (11) s-a scris sub forma :

$$A(I) = C1(I) + C2(I) * D(I) ** (-0.7),$$

$$I = 1, 2, 3, \ldots, 32, \tag{12}$$

şi la începutul fiecărei iteraţii de soluţionare a sistemului (8) se calculează coeficienţii $A(I)$, $1 \leqslant I \leqslant 32$, conform cu această ecuaţie.

Metoda seriilor Taylor amortizate [5], elimină condiţiile restrictive de convergenţă impuse de metoda Newton — Raphson de rezolvare a sistemelor algebrice neliniare, condiţii date de teorema Kantarovici [3, 4].

Principiul metodei seriilor Taylor amortizate

Fie : $f_i(x_1, x_2, x_3, \ldots, x_n) = 0, i = 1, 2, 3, \ldots n$ (13)

un sistem de ecuaţii algebrice neliniare.

Se formează funcţia :

$$S(x_1, x_2, \ldots, x_n) = \sum_{i=1}^{n} f_i^2 (x_1, x_2, \ldots x_n). \tag{14}$$

Pentru găsirea unei soluţii a sistemului (13), sau pentru minimizarea funcţiilor f_i trebuie minimizată funcţia S. Minimizarea lui S se face printr-o metodă iterativă care foloseşte funcţia de iteraţie de ordinul doi de forma :

$$\varphi(x) = x - \beta [F'(x)]^{-1} F(x), \tag{15}$$

unde vectorii x şi F au expresiile :

$$x = [x_1, x_2, \ldots, x_n]^t \tag{16}$$

$$F = [f_1, f_2, \ldots, f_n]^t, \tag{17}$$

iar $F'(x)$ este iacobianul lui $F(x)$.

Şirul de iteraţie corespunzător funcţiei (15) este :

$$x^{(k+1)} = \varphi(x^{(k)}) = x^{(k)} - \beta [F'(x^{(k)})]^{-1} F(x^{(k)}). \tag{18}$$

Pentru $\beta = 1$, funcţia de iteraţie (15) este identică cu cea de la metoda Newton — Raphson, β se alege în aşa fel încît să fie satisfăcută următoarea inegalitate :

$$S(x^{(k)} - \beta \Delta x^{(k)}) \leqslant (1 - \beta\lambda) S(x^{(k)}); \quad 0 < \lambda < 1, \tag{19}$$

unde :

$$\Delta x^{(k)} = [F'(x^{(k)})]^{-1} F(x^{(k)}). \tag{20}$$

Inegalitatea (19) arată că procedeul iterativ (18) conduce nemijlocit la un punct staţionar al funcţiei S. Prin urmare : grad $S = 0$ sau, echivalent, $2 [F'(x)]^t F(x) = 0$.

Rezultă deci că, dacă pe parcursul iteraţiilor $F'(x)$ nu devine singulară şi dacă $[F'(x)^{-1} F(x) \neq 0$ pentru $F(x) \neq 0$, atunci sîntem conduşi la $F(x) = 0$, care reprezintă tocmai găsirea unei soluţii a sistemului (13).

Metoda [5] este convergentă, în general, pentru orice aproximaţie iniţială $x^{(0)}$ a soluţiei.

În program s-a ales iniţial $\beta = 1$, iar dacă condiţia (19) nu este satisfăcută se ia $\beta = 2^{-j}$ ($j = 1, 2, 3, \ldots, 16$). Dacă $j > 12$, înseamnă că s-a ajuns la un punct staţionar a lui S şi, deci, suma de pătrate a fost minimizată.

λ s-a ales de 0,2. Evident că, viteza de convergenţă depinde şi de valoarea lui λ.

Pentru a evita inversarea iacobianului la fiecare pas de calcul, relaţia (20) se scrie sub forma :

$$F'(x^{(k)})\,\Delta x^{(k)} = F(x^{(k)}), \qquad (21)$$

care reprezintă un sistem algebric liniar.

În figura 8 este prezentată organigrama de principiu a programului de calcul al sistemului (8).

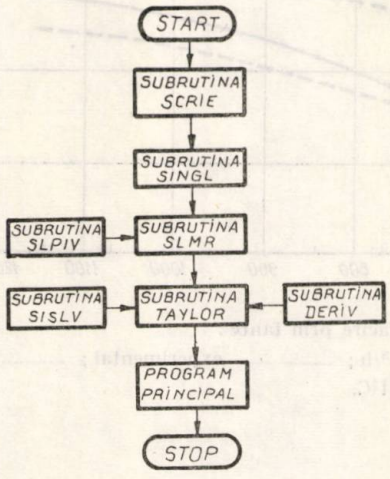


Fig. 8. Organigrama simplificată de calcul.

Semnificaţia parametrilor din program este :

n — numărul ecuaţiilor, egal cu cel al necunoscutelor ;

D — vectorul necunoscutelor $[1 : n]$;

h — vectorul $[1 : n]$ care dă pasul de calcul al iacobianului $F'(D)$;

f — vectorul $[1 : n]$ al ecuaţiilor ;

$ITMAX$ — numărul maxim de iteraţii impuse ;

$EPS\ 1$ — eroarea impusă, iteraţiile se opresc cînd $S < EPS\ 1$;

$EPS\ 2$ — eroarea impusă, care opreşte iteraţiile cînd :

$$\sum_{i=1}^{n} |\Delta D_i^{(k)}| < EPS2 * \left(\sum_{i=1}^{n} D_i^{(k+1)} \right), \qquad (22)$$

deoarece s-a ajuns la un punct de discontinuitate :

$$\sum_{i=1}^{n} |\Delta D_i^{(k)}| \to \infty, \text{ întrucît } F'(D)$$

este foarte aproape de zero ;

dD — vectorul $[1 : n]$, corespunzător paşilor la fiecare iteraţie ;

$dfdD$ — iacobianul, $[n : n]$, $[F'(D)]$;

S — la începutul programului conţine cel mai mare număr pe care îl poate memora calculatorul utilizat ;

$EXIT$ — ia valoarea zero dacă det $(dfdD)$ nu este nul şi valoarea 1 cînd det $(dfdD)$ este nul.

Programul utilizează nemijlocit subrutinele :

1. SISLV — care dă valorile funcţiilor f la fiecare iteraţie, calculînd, în prealabil, de fiecare dată mărimile $A(I)$, $1 \leqslant I \leqslant n$, conform formulei (12) ;

2. DERIV — care calculează numeric iacobianul $F'(D)$;

3. TAYLOR — determină, prin algoritmul prezentat mai sus, soluţia sistemului algebric neliniar (8), utilizînd subrutinele : SISLV, DERIV şi SLMR.

4. SLMR — calculează valorile dD la fiecare pas de calcul, folosind subrutinele : SLPIV şi SINGL ;

5. SLPIV — selectează elementul pivot cu care începe procesul de eliminare a elementelor matricei $F'(D)$;

6. SINGL — depistează cauzele singularităţilor ce pot interveni în procesul de eliminare ;

7. SCRIE — este utilizată de subrutina SINGL pentru afişarea mesajelor corespunzătoare singularităţilor găsite.

Deoarece matricea sistemului (8) este o matrice rară (numărul maxim de elemente nenule pe linie fiind trei), pentru rezolvarea sistemului algebric liniar (21) s-a utilizat o tehnică de calcul cu matrice rare [6, 7]. Aceasta a condus la sporirea preciziei şi micşorarea timpului de calcul.

Comparînd rezultatele obţinute prin această metodă cu cele obţinute prin metoda Gauss s-a constatat că :

— timpul de calcul este de 15 ori mai mic ;

— precizia, la acelaşi număr de iteraţii este mai bună (eroarea relativă în procente fiind în medie de 200 ori mai mică) ;

— pentru memorarea matricei sistemului a fost suficient un tablou de 31×4, faţă de 31×31, ceea ce a condus la o substanţială economie de memorie.

Rezultatele analitice au fost reprezentate în diagrama distribuţiei debitului agentului de răcire în fante, $D_f = f(x)$ şi comparate cu rezultatele experimentale obţinute pe modelul fizic considerat (fig. 9, fig. 10).

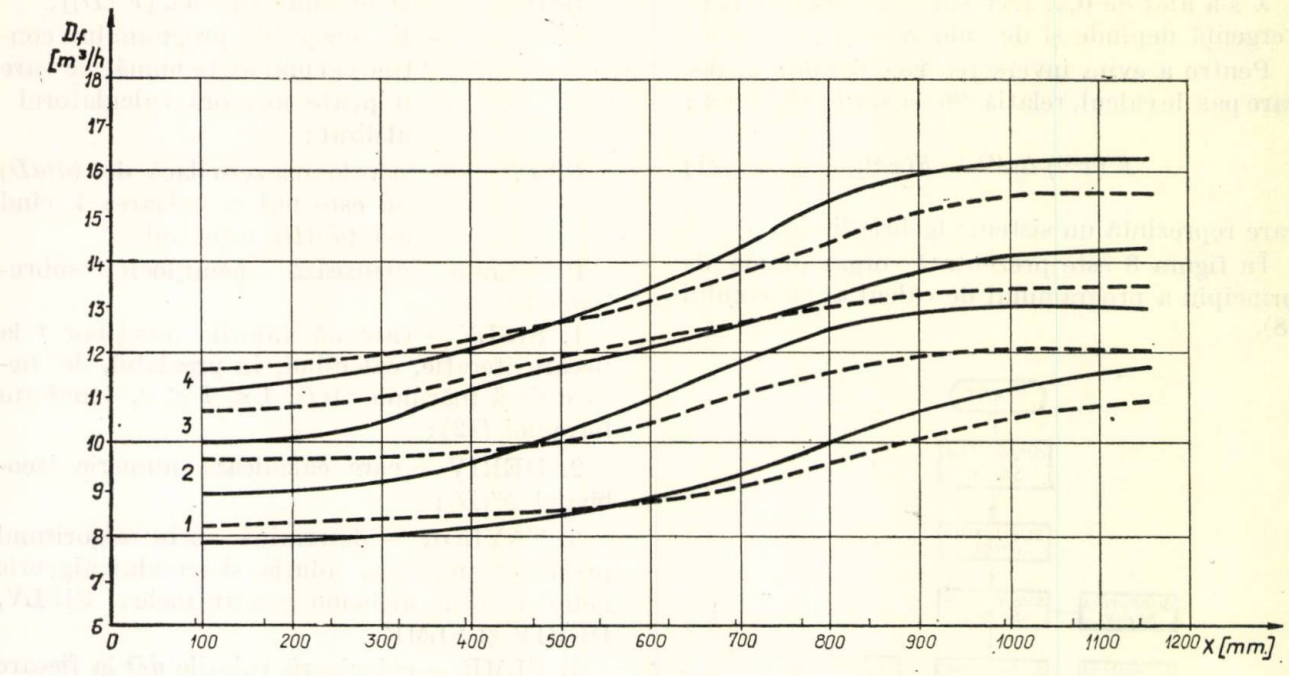


Fig. 9, Distribuția debitelor agentului de răcire prin fante :
1. $D_1 = 95$ m³/h ; 2. $D_1 = 125$ m³/h ; 3. $D_1 = 170$ m³/h ; 4. $D_1 = 205$ m³/h ; ———— experimental ; ..... calculat ;
pentru : $t_{max} = 41°C$; $t_{min} = 21°C$.

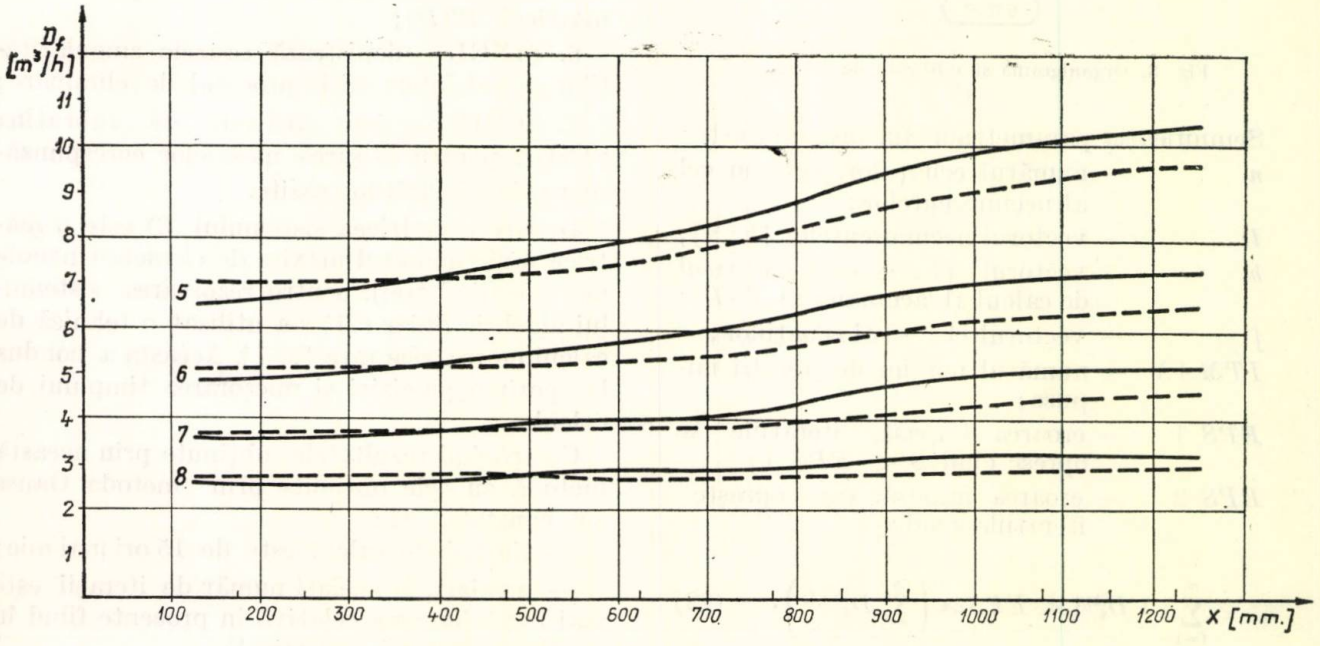


Fig. 10. Distribuția debitelor agentului de răcire prin fante $D_f = f(x)$:
5. $D_1 = 189{,}7$ m³/h ; 6. $D_1 = 140{,}4$ m³/h ; 7. $D_1 = 110$ m³/h ; 8. $D_1 = 70$ m³/h ; ———— experimental ; ..... calculat ;
pentru : $t_{max} = 46C$; $t_{min} = 27°C$.

4. Concluzii

a. Modelul matematic propus pentru circuitul de ventilație al rotoarelor turbogeneratoarelor de medie putere a răspuns cu o bună precizie situației reale existente pe modelul fizic. Din compararea diagramei distribuției debitului agentului de răcire pe fante, determinată experimental pe modelul fizic cu aceeași diagramă, determinată analitic pe modelul matematic, se poate deduce că există o bună concordanță, erorile fiind sub 9 %.

b. Modelul matematic permite să se calculeze, în funcţie de debitele agentului de răcire necesare prin fantele de răcire (pentru limitarea temperaturii la o anumită valoare impusă de clasa de izolaţie a maşinii), presiunea necesară în instalaţia de ventilaţie.

c. Modelul matematic permite verificarea calculului de ventilaţie, prin determinarea debitelor agentului de răcire prin fantele radiale, în cazul cînd se dispune de o anumită presiune în circuitul de ventilaţie şi pe această bază determinarea încălzirilor materialelor active.

d. În lucrare se propune, pentru circuitul de răcire al rotoarelor turbogeneratoarelor de medie putere (cu răcire directă prin fante radiale), sau pentru maşini electrice cu sisteme de ventilaţie asemănătoare, o formulă originală de apreciere a coeficientului de frecare, f:

$$f = 0{,}005\ D^{-0{,}7},$$

relaţie care determină o bună concordanţă cu rezultatele experimentale sintetizate prin diagramele din figurile 9 şi 10.

Experimentările au fost făcute pentru opt debite şi pentru două regimuri de încărcare termică care au determinat temperaturi ale agentului de răcire cuprinse între 21°C şi 46°C.

Pentru debite mici şi încărcări termice mici erorile între rezultatele teoretice şi cele experimentale sînt mici sub 5%, acestea crescînd pe măsură ce debitele şi încărcările termice cresc, ajungînd pînă la aproximativ 9%, aşa cum se poate vedea din diagramele figurilor 9 şi 10.

e. Desigur, apropierea cît mai riguroasă a modelului matematic de modelul fizic este o problemă dificilă avînd în vedere că aprecierea suprafeţelor de frecare, temperaturile de lucru ale agentului de răcire, unghiurile de derivare sau deviaţie şi turbulenţa se realizează cu un anumit nivel de erori, nivel sub care este dificil de coborît.

Bibliografie

[1] *Drăghici, N. N.* Conducte pentru transportul fluidelor. Bucureşti, Editura tehnică, 1971.

[2] *Spath, H.* The damped Taylors's series method for minimiznig a sum of squsres and the solving system of nonlinear equation. În : Comm. of the AMC, **vol. 10**, no. 11, november 1967, p. 726—728.

[3] *Brown, M. K.* Solution of simultaneous nonlinear equations. In : Comm. of the ACM, **vol. 10**, no. 11, november 1967, p. 728—729.

[4] *Bakhvalov, N.* Méthodes numériques. Edit. Mir Moscou, 1976.

[5] *Ortega, J. M. and Rheinholdt, W. C.* Iterative solution of nonlinear equations in several variables. New York : Academic Press, 1970.

[6] *Key, E. J.* Computer program for solution of large, sparse, unsymmetric systems of linear equations. In : Intern. Journal for Numerical Methods Engeneering, **vol. 6**, 1973, p. 497 — 509.

[7] *Iordache, M., Neamţu, M.* Utilizarea tehnicilor de calcul cu matrice rare în analiza circuitelor electrice neliniare. În : E.E.A. — Electrotehnica **26**, nr. 1, ian. 1978, p. 11— 16.

[8] Metodica de proiectare a turbogeneratoarelor răcite cu aer. N.I. ICPET, Bucureşti, 1975.

CZ 621.313.2 ; 621.314.63

MOTOR DE C.C.
REDRESOR COMANDAT
CURENȚI TUORBIONARI

Curenții turbionari din miezurile masive ale polilor de comutație și viteza de variație a curentului rotoric pentru motoarele de c.c. cu excitație independentă, alimentate de la redresoare comandate

MATILDA ȚIGLER* — București

Utilizarea redresoarelor comandate pentru alimentarea motoarelor de c.c. permite obținerea unor performanțe dinamice maxime, în raport cu cerințele actuale de exploatare. Elementele care limitează performanțele unei scheme de acționare utilizînd redresoare comandate sînt motorul de c.c. și mecanismul antrenat, în sensul că viteza de variație a curentului rotoric și accelerația mecanismului antrenat au valori limitate.

Motoarele de c.c. cu excitație independentă, cu miezul masiv al polilor de comutație, larg utilizate în acționările electrice reglabile datorită prețului de cost scăzut și care sînt alimentate de la redresoare comandate, sînt caracterizate prin trei situații dificile în raport cu exploatarea în c.c. neted ; o solicitare termică suplimentară [1], o solicitare suplimentară la comutație [2] și viteze mari de modificare ale curentului rotoric.

În această lucrare se analizează influența curenților turbionari din miezurile magnetice masive ale polilor de comutație și a vitezei de variație a curentului din circuitul rotoric asupra procesului de comutație.

1. Curenții turbionari din miezurile masive ale polilor de comutație

Dependența dintre fluxul magnetic al polilor de comutație și curentul din circuitul rotoric are ca urmare faptul că pulsațiile din curba tensiunii de alimentare a motorului de c.c., cauzate de prezența redresorului comandat, se reflectă în curba curentului din indus și a fluxului magnetic al polilor de comutație.

La motorul de c.c. cu excitație independentă, cu miezul masiv al polilor de comutație, pulsațiile din curba fluxului magnetic al polilor de comutație sînt defazate în raport cu pulsațiile din curba curentului din circuitul rotoric, datorită faptului că fluxul polilor de comutație se stabilește cu o anumită constantă de timp de întîrziere în raport cu curentul din circuitul rotoric și care corespunde reacției curenților turbionari induși în miezurile magnetice masive ale polilor de comutație [3, 4].

Constanta de timp de întîrziere, T_{t_k}, introdusă de reacția curenților turbionari, se determină corespunzător unui pol de comutație, prin rezolvarea unei probleme de cîmp electromagnetic, prezentată în anexă. Această constantă de timp depinde de dimensiunile geometrice ale polului de comutație, de întrefierul polului de comutație, de conductivitatea materialului feromagnetic din care este confecționat și de reluctanța totală a circuitului magnetic al acestora. Expresia sa este ;

$$T_{t_{k_{m,p}}} = \frac{\mu_0 \sigma h_k}{\pi^2 \delta_k} \cdot \frac{1}{\left(\frac{m}{b_k}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}, \qquad (1)$$

unde m și p reprezintă ordinul armonicilor, iar h_k, b_k, l, δ_k sînt dimensiuni geometrice ale polului de comutație, specificate în figura 8 din anexă.

Pentru seria de motoare de c.c. de medie putere, destinate acționărilor electrice reglabile din industria metalurgică, ca și din alte ramuri industriale, constanta de timp T_{t_k} este de ordinul de mărime a 10^{-2} secunde.

2. Viteza de variație în timp a curentului din circuitul rotoric

Viteza de variație în timp (panta) a curentului din circuitul rotoric $v_{i_A}(t)$ se exprimă prin relația ;

$$v_{i_A}(t) = \frac{\Delta I_A}{\Delta t} \cdot \frac{1}{I_{A_N}}, \qquad (2)$$

unde ; ΔI_A reprezintă modificarea curentului din circuitul rotoric.

I_{A_N} reprezintă curentul nominal al motorului de c.c.

Aceasta se determină experimental prin oscilografierea curentului din circuitul rotoric al motorului de c.c. cu excitație independentă, fie utilizînd un redresor comandat pentru alimen-

* Dr. ing. *Țigler, M.* este asistent la catedra de mașini electrice din Institutul politehnic — București.

tarea motorului, care permite creşterea în timp a curentului din circuitul rotoric prin modificarea unghiului de întîrziere la aprindere al tiristoarelor, sau, prin şuntarea bruscă a unei rezistenţe înseriate în circuitul rotoric al maşinii, la alimentarea sa de la o sursă clasică de c.c., de exemplu un generator de c.c.

Valorile uzuale ale vitezei de variaţie a curentului din circuitul rotoric, exprimată în curent nominal/secundă, pentru motoarele de c.c. cu excitaţie independentă, utilizate în acţionările electrice reglabile sînt (100 — 200) I_{A_N}/s.

În figura 1 se reprezintă oscilograme ale curentului din circuitul rotoric, determinate pe cele două căi (a — folosind o sursă clasică de c.c. şi b — utilizînd un redresor cu schema în punte trifazată comandată); valoarea maximă obţinută pentru viteza de variaţie a curentului rotoric este 212 I_{A_N}/s (fig. 1 b).

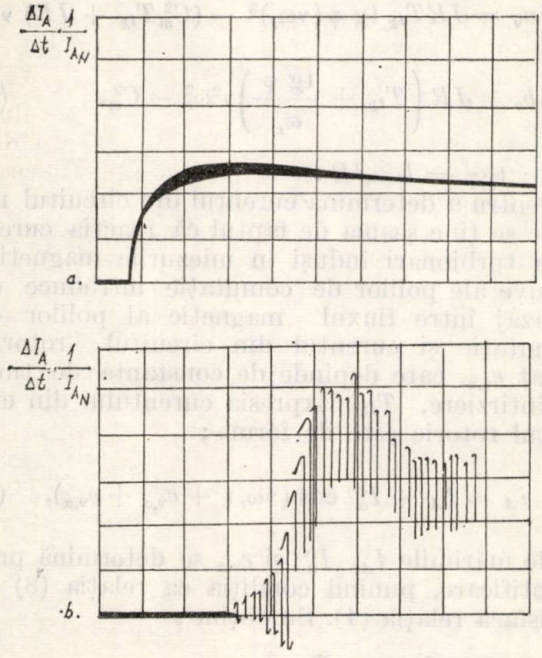


Fig. 1. Viteza de variaţie a curentului din circuitul rotoric : a — 55 kW, 220 V, 575 rot/min ; c_t = 20 ms/div ; c_u = =10 mV/div, 1 div=11,5 mm ; şunt 750 A/60mV ; $\frac{\Delta I_A}{\Delta t} \cdot \frac{1}{I_{AN}} = \frac{337}{10{,}1 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{300} = 111$ [I_{A_N}/s] ; b — 37 kW, 220 V, 575 rot/min, c_t = 10 ms/div, c_u = 20 mV/div, 1 div = = 11,5 mm, şunt 150 A/60 mV ; $\frac{\Delta I_A}{\Delta t} \cdot \frac{1}{I_{AN}} = \frac{226}{5{,}4 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{196} = 212$ [I_A/s].

Modul de stabilire a cîmpului magnetic al polului de comutaţie, exprimat sub forma $B_{k_{1,1}}(t)/B_{k_{1,1}}$ (mărimile $B_{k_{1,1}}(t)$ şi $B_{k_{1,1}}$ sînt introduse în anexă), pentru diverse viteze de modificare ale curentului rotoric, $\frac{\Delta I_A}{\Delta t} \cdot \frac{1}{I_{A_N}} = \frac{1}{a_t}$ (a_t este specificat în anexă) este prezentat în figura 2, pentru constanta de timp de întîrziere cauzată de reacţia curenţilor turbionari induşi în miezurile masive ale polilor de comutaţie, $T_{t_k} = 0{,}01$ s.

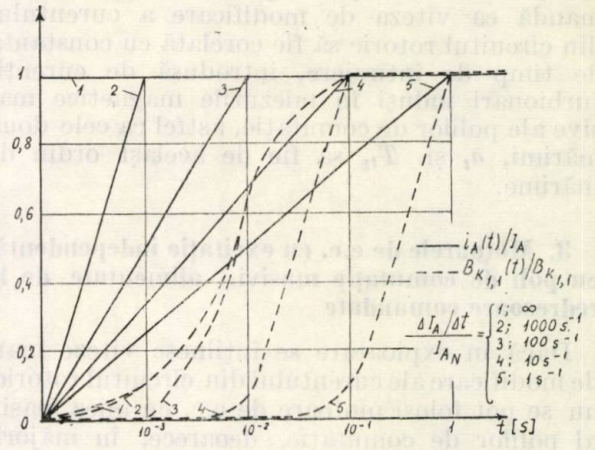


Fig. 2. Stabilirea cîmpului magnetic al polului de comutaţie : $T_{t_k} = 0{,}01$ s.

Se constată că nu mai este posibilă în acest caz compensarea tensiunii de reactanţă E_r, de către tensiunea electromotoare a cîmpului magnetic al polilor de comutaţie E_k, pe durata de timp cît are loc modificarea curentului din circuitul rotoric. Partea din tensiunea de reactanţă care rămîne necompensată, exprimată adimensional sub forma (E_r) necompensată/E_r, obţinută prin scăderea graficelor $i_A(t)/I_A$ şi $B_{k_{1,1}}$ $t)/B_{k_{1,1}}$, este prezentată în figura 3. Pentru

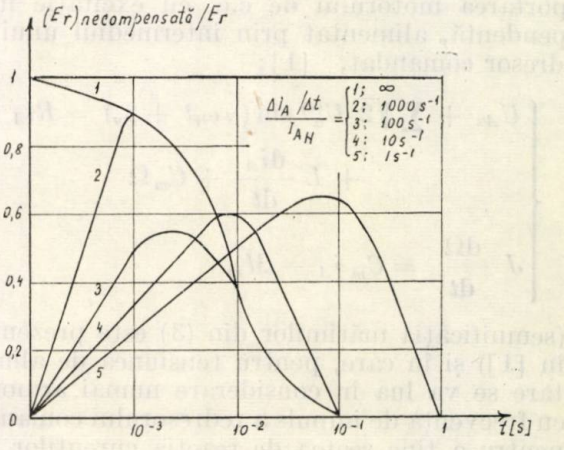


Fig. 3. Gradul de compensare a tensiunii de reactanţă de către cîmpul polilor de comutaţie : $T_{t_k} = 0{,}01$ s.

diverse viteze de modificare ale curentului din circuitul rotoric, se constată că tensiunea de reactanţă necompensată, pe durata de modificare a curentului din circuitul rotoric, prezintă

o valoare maximă, anulîndu-se practic la sfîrșitul acestei perioade. Pentru vitezele uzuale de variație ale curentului din circuitul rotoric, impuse de necesitățile procesului tehnologic al instalației acționate de ansamblul redresor comandat—motor de c.c. cu excitație independentă, acest maxim este 0,5 — 0,7, fiind cel mai scăzut cînd $a_t = T_{tk}$. De aceea, se recomandă ca viteza de modificare a curentului din circuitul rotoric să fie corelată cu constanta de timp de întîrziere, introdusă de curenții turbionari induși în miezurile magnetice masive ale polilor de comutație, astfel ca cele două mărimi, a_t și T_{tk} să fie de același ordin de mărime.

3. Motoarele de c.c. cu excitație independentă, cu poli de comutație masivi, alimentate de la redresoare comandate

Dacă în exploatare se întîlnesc viteze mari de modificare ale curentului din circuitul rotoric, nu se pot folosi motoare de c.c. cu miez masiv al polilor de comutație, deoarece, în majoritatea acționărilor electrice reglabile nu există cerințe mari referitoare la dinamica reglării, peste 95% din motoarele de c.c. alimentate prin intermediul tiristoarelor, au o construcție masivă a miezului polilor de comutație.

Curenții turbionari induși în miezurile magnetice masive ale polilor de comutație, vor determina o întîrziere în stabilirea fluxului magnetic al polilor de comutație, în raport cu curentul din circuitul rotoric. Fluxul magnetic al polilor de comutație este defazat în urma curentului din circuitul rotoric. Se va determina unghiul de defazaj dintre cele două mărimi.

În sistemul de ecuații ce caracterizează comportarea motorului de c.c. cu excitație independentă, alimentat prin intermediul unui redresor comandat, [1];

$$\begin{cases} U_{A\alpha} + \sum \sqrt{2}\, U_\alpha^{(\nu)} \sin(\nu\omega_r t + \beta_\nu) = Ri_A + \\ \qquad + L\dfrac{di_A}{dt} + C_m\Omega \\ J\dfrac{d\Omega}{dt} = C_m i_A - M_s, \end{cases} \tag{3}$$

(semnificația mărimilor din (3) este prezentată în [1]) și în care, pentru tensiunea de alimentare se va lua în considerare numai armonica cu frecvența de impuls a redresorului comandat, pentru a ține seama de reacția curenților turbionari, se adaugă relația;

$$\Phi_k + T_{tk}\frac{d\Phi_k}{dt} = C_1 i_A, \tag{4}$$

unde Φ_k reprezintă fluxul magnetic al polilor de comutație și C_1 este o constantă pentru un motor dat.

Rezolvînd sistemul de ecuații diferențiale format de (3) și (4) în raport cu necunoscuta Φ_k, dacă se neglijează regimul liber, se obține soluția de regim permanent;

$$\Phi_k = \Phi_{k,0} + \Phi_{k_{\nu,\alpha}} \cos(\nu\omega_r t + c_{\nu,\alpha}), \tag{5}$$

unde;

$$\begin{cases} \Phi_{k,0} = \dfrac{M_s}{C_m} C_1 \\ c_{\nu,\alpha} = \operatorname{arc\,tg}\dfrac{b_\nu \operatorname{tg}\beta_\nu - a_\nu}{b_\nu + a_\nu \operatorname{tg}\beta_\nu}, \\ \dfrac{\Phi_{k\nu,\alpha}}{\Phi_{k,0}} = \dfrac{C_m}{M_s}\cdot\dfrac{-JU_\alpha^{(\nu)}\sqrt{2}\,\nu\omega_r \sin\beta_\nu}{a_\nu\cos c_{\nu,\alpha} + b_\nu \sin c_{\nu,\alpha}}. \end{cases} \tag{6}$$

În relațiile (6) s-au utilizat notațiile:

$$\begin{cases} a_\nu = JRT_{tk} \operatorname{tg}\varphi(\nu\omega_r)^3 - (C_m^2 T_{tk} + JR)\,\nu\omega_r \\ b_\nu = JR\left(T_{tk} + \dfrac{\operatorname{tg}\varphi}{\omega_r}\right)\nu^2\omega_r^2 - C_m^2, \end{cases} \tag{7}$$

iar : $\operatorname{tg}\varphi = L\,\omega_r/R$.

Pentru a determina curentul din circuitul rotoric se ține seama de faptul că reacția curenților turbionari induși în miezurile magnetice masive ale polilor de comutație introduce un defazaj între fluxul magnetic al polilor de comutație și curentul din circuitul rotoric, notat $e_{\nu,\alpha}$, care depinde de constanta de timp de întîrziere, T_{tk}. Expresia curentului din circuitul rotoric este de forma;

$$i_A = I_A + I_\alpha^{(\nu)} \cos(\nu\omega_r t + c_{\nu,\alpha} + e_{\nu,\alpha}), \tag{8}$$

unde mărimile I_A, $I_\alpha^{(\nu)}$ și $e_{\nu,\alpha}$ se determină prin identificare, punînd condiția ca relația (8) să satisfacă relația (4). Se obține;

$$\begin{cases} I_A = \dfrac{\Phi_{k,0}}{C_1} \\ e_{\nu,\alpha} = \operatorname{arctg}\,\nu\omega_r T_{tk} \\ \dfrac{I_\alpha^{(\nu)}}{I_A} = \dfrac{\Phi_{k\nu,\alpha}}{\Phi_{k,0}\cos e_{\nu,\alpha}}. \end{cases} \tag{9}$$

Se constată că unghiul de defazaj dintre fluxul magnetic al polilor de comutație și curentul din circuitul rotoric este influențat de schema de conectare a redresorului comandat prin intermediul căruia este alimentat motorul de c.c. cu excitație independentă și de mărimea constantei de timp de întîrziere, introdusă de reacția curenților turbionari, relația (9).

Unghiul de defazaj $e_{\nu,\alpha}$, la diverse constante de timp de întîrziere introduse de reacția curenților turbionari, pentru diferite scheme de

conectare a redresorului comandat (punte trifazată comandată $\nu = 6$, punte trifazată semicomandată $\nu = 3$, punte monofazată semicomandată $\nu = 2$) este prezentat în tabelul 1.

Tabelul 1

ν \ T_{tk}, [s]	$e_{\nu,\alpha}$		
	10^{-3}	10^{-2}	10^{-1}
2	32°10′	81°	89°
3	43°20′	84°	89°20′
6	62°	87°	89°40′

Motorul de c.c. cu excitaţie independentă la care se neglijază reacţia curenţilor turbionari (care corespunde construcţiei din tole izolate a miezului magnetic al polilor de comutaţie) reprezintă un caz particular al situaţiei precedente, caracterizat prin faptul că $T_{tk} = 0$ şi $e_{\nu,\alpha} = 0$.

S-a determinat amplitudinea raportată a pulsaţiilor din curba fluxului magnetic al polilor de comutaţie $\Phi_{k_{\nu,\alpha}}/\Phi_{k,0}$ şi a pulsaţiilor din curba curentului din circuitul rotoric $I_\alpha^{(\nu)}/I_A$, între care există relaţia (9). Calculul s-a efectuat pentru motorul de c.c. cu excitaţie independentă, avînd datele nominale 75 kW, 220 V, 575 rot/min, pentru tg $\varphi = 6{,}2$ şi 12,4 (valoarea tg$\varphi = 6{,}2$ corespunde motorului de c.c. fără bobină de filtrare în circuitul de sarcină şi tgφ = $= 12{,}4$ corespunde unei bobine de filtrare înseriată cu înfăşurarea rotorului, de valoare egală cu inductivitatea echivalentă a acestuia) şi $T_{tk} = 10^{-3}$, 10^{-2}, 10^{-1} s.

Se constată că la motorul de c.c. cu excitaţie independentă, avînd polii de comutaţie confecţionaţi din tole izolate, alimentat prin intermediul unui redresor comandat, pulsaţiile din curba fluxului magnetic al polilor de comutaţie sînt identice cu cele existente în curba curentului din circuitul rotoric, nu sînt afectate de reacţia curenţilor turbionari, unghiul de defazaj dintre cele două mărimi fiind în acest caz egal cu zero.

La motorul de c.c. cu excitaţie independentă, avînd miezul magnetic masiv al polilor de comutaţie, alimentat prin intermediul unui redresor comandat, la care unghiul de defazaj dintre fluxul magnetic al polilor de comutaţie şi curentul din circuitul rotoric este foarte mare (apropiat de $\pi/2$) aşa cum rezultă din tabelul 1, pentru valorile uzuale ale constantei de timp de întîrziere T_{tk}, amplitudinea pulsaţiilor raportate ale fluxului magnetic al polilor de comutaţie este atenuată în raport cu cea a pulsaţiilor din curba curentului din circuitul rotoric.

În figurile 4, 5 şi 6 s-a reprezentat amplitudinea pulsaţiilor raportate ale fluxului mag-

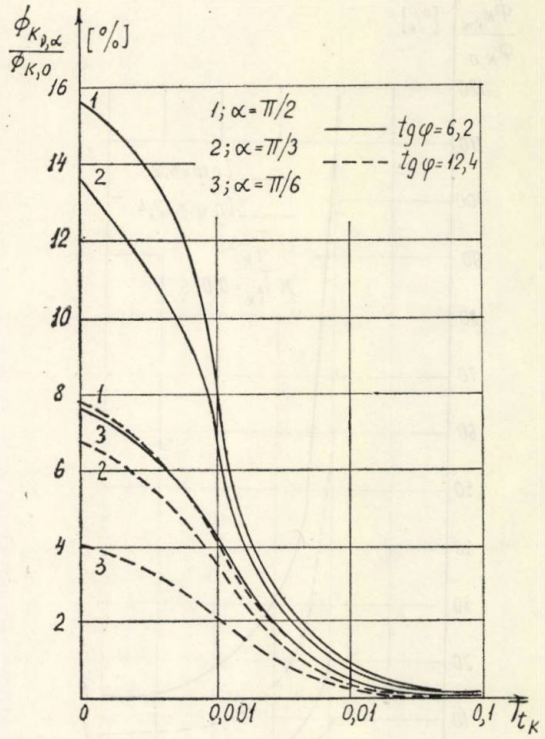


Fig. 4. Amplitudinea pulsaţiilor raportate ale fluxului polilor de comutaţie : $\nu = 6$.

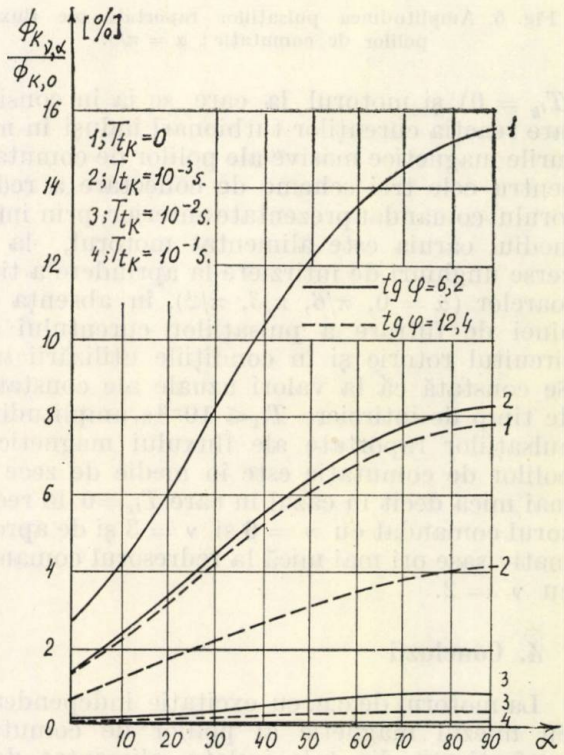


Fig. 5. Amplitudinea pulsaţiilor raportate ale fluxului polilor de comutaţie ; $\nu = 6$.

netic al polilor de comutaţie, $\Phi_{k_{\nu,\alpha}}/\Phi_{k,0}$, pentru motorul de c.c. cu excitaţie independentă, la care se neglijează reacţia curenţilor turbionari

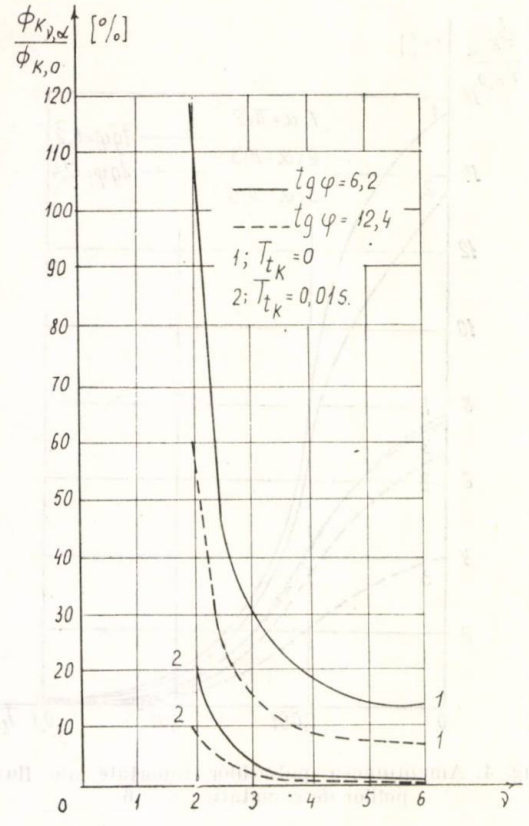


Fig. 6. Amplitudinea pulsaţiilor raportate ale fluxului polilor de comutaţie; $\alpha = \pi/3$.

($T_{t_k} = 0$) şi motorul la care se ia în considerare reacţia curenţilor turbionari induşi în miezurile magnetice masive ale polilor de comutaţie pentru cele trei scheme de conectare a redresorului comandat prezentate anterior, prin intermediul căruia este alimentat motorul, la diverse unghiuri de întîrziere la aprindere a tiristoarelor ($\alpha = 0,\ \pi/6,\ \pi/3,\ \pi/2$), în absenţa bobinei de filtrare a pulsaţiilor curentului din circuitul rotoric şi în condiţiile utilizării sale. Se constată că la valori uzuale ale constantei de timp de întîrziere $T_{t_k} \leqslant 10^{-2}$ s, amplitudinea pulsaţiilor raportate ale fluxului magnetic al polilor de comutaţie este în medie de zece ori mai mică decît în cazul în care $T_{t_k}=0$ la redresorul comandat cu $\nu = 6$ şi $\nu = 3$ şi de aproximativ şase ori mai mică la redresorul comandat cu $\nu = 2$.

4. Concluzii

La motorul de c.c. cu excitaţie independentă, cu miezul magnetic al polilor de comutaţie confecţionat din tole izolate, alimentat de la redresor comandat, pulsaţiile din curba curentului rotoric se regăsesc în curba fluxului magnetic al polilor de comutaţie; unghiul de defazaj dintre cele două mărimi fiind nul, fluxul magnetic al polilor de comutaţie, urmăreşte variaţia curentului rotoric, ceea ce este de natură să ajute procesul de comutaţie.

La motorul de c.c. cu excitaţie independentă, cu miezul magnetic masiv al polilor de comutaţie, alimentat de la un redresor comandat, are loc o diminuare semnificativă a pulsaţiilor din curba fluxului magnetic al polilor de comutaţie în raport cu cele din curba curentului rotoric; curenţii turbionari induşi în aceste miezuri masive de către fluxul polilor de comutaţie, introduce un defazaj între cele două mărimi, fluxul magnetic al polilor de comutaţie, stabilindu-se cu întîrziere în raport cu curentul din circuitul rotoric. Aşadar, la creşterea curentului rotoric, cîmpul magnetic opus, format de curenţii turbionari, slăbeşte cîmpul magnetic util al polilor de comutaţie; din această cauză se obţine o comutaţie înrăutăţită.

Se recomandă ca viteza de modificare a curentului din circuitul rotoric să fie corelată cu constanta de timp de întîrziere, introdusă de curenţii turbionari induşi în miezurile magnetice masive ale polilor de comutaţie, în sensul că a_t şi T_{t_k} să fie de acelaşi ordin de mărime.

5. ANEXĂ (referitoare la §1)

Pentru un curent în circuitul rotoric de forma (fig. 7):

$$i_A(t) = \begin{cases} I_A \dfrac{t}{a_t} & 0 \leqslant t \leqslant a_t, \\ I_A & t \geqslant a_t, \end{cases} \tag{10}$$

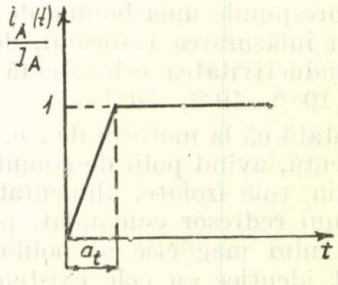


Fig. 7. Viteza de creştere a curentului din circuitul rotoric.

variaţia rapidă a fluxului magnetic al polilor de comutaţie la maşinile de c.c. cu excitaţie independentă, va induce curenţi turbionari în miezul masiv al acestora.

Pentru un pol de comutaţie de dimensiuni b_k, h_k, l, figura 8, în ipoteza dispersiei magnetice nule, distribuţia cîmpului magnetic se obţine ca soluţie a ecuaţiei;

$$\frac{\partial^2 B_k}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 B_k}{\partial y^2} = \frac{\mu_0 \sigma h_k}{\delta_k} \cdot \frac{\delta B_k}{\delta t}, \tag{11}$$

cu condiţiile pe frontieră:

$$B_k = \mu_0 \frac{N_k \cdot I_A}{\delta_k} \cdot \frac{t}{a_t} \text{ pentru } \begin{cases} 0 \leqslant t \leqslant a_t \\ x = \pm\, b_k/2 \\ y = \pm\, l/2, \end{cases} \tag{12}$$

unde δ_k este întrefierul din dreptul polului de comutație și N_k este numărul de conductoare ale înfășurării polului de comutație.

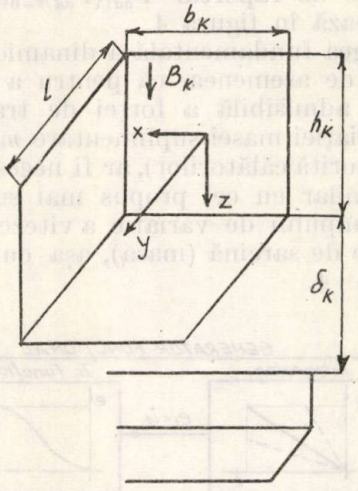


Fig. 8. Polul de comutație.

Soluția pentru distribuția cîmpului magnetic în miezul polului de comutație, ținînd seama de (12), este:

$$B_k(x, y, t) = \sum_m \sum_p B_{k_{m,p}} \left[1 - \cos\left(\frac{m\pi}{b_k} x\right) \cos\left(\frac{p\pi}{l} y\right) e^{-t/T_{t_{k_{m,p}}}} \right] \tag{13}$$

unde m și p sînt ordinul armonicilor iar $T_{t_{k_{m,p}}}$ dată de relația (1), reprezintă constanta de timp de întîrziere introdusă de reacția curenților turbionari.

Amplitudinea cîmpului magnetic este;

$$B_{k_{m,p}} = \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 \mu_0 \frac{N_k \cdot I_A}{\delta_k} \cdot \frac{1}{mp} \cdot \frac{t}{a_t}, \text{ pentru } 0 \leqslant t \leqslant a_t. \tag{14}$$

Fundamentala cîmpului magnetic în axa polului de comutație ($x = 0$, $y = 0$), este:

$$\frac{B_{k_{1,1}}(t)}{B_{k_{1,1}}} = 1 - e^{-t/T_{t_{k_{1,1}}}}. \tag{15}$$

Bibliografie

[1] *Țigler, M.* Pierderi suplimentare în conductoarele dreptunghiulare ale înfășurării rotorice la motoarele de c.c. cu excitație independentă, alimentate de la redresoare comandate. În: E.E.A., Electrotehnica 27, nr. 2, p. 80. 1979.

[2] *Țigler, M.* Comutația motoarelor de c.c. cu excitație independentă alimentate de la redresoare comandate. În: E.E.A. 27, Electrotehnica, nr. 5 1979

[3] *Kesovonvrthy, L.* Effecte of eddy currents on the rise and decay of flux in solid magnetic cores. În: Proc. I.E.E., 109 C, 1969, p. 63.

[4] *Rudemberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice. București, Ed. tehnică, 1959.

CZ 621.313.333 : 629.1

MOTOR LINIAR
COMANDA AUTOMATĂ A VITEZEI
VEHICULE

Funcționarea adaptivă a unor generatoare de funcții într-un sistem de prescriere programată a vitezei de mers a vehiculelor

NICOLAE BUDIȘAN, IOAN BABUȚIA, IOAN MUREȘAN și LIA BUDIȘAN* — Timisoara

Necesitatea realizării unor nivele de accelerare și de frînare cît mai mari, simultan cu asigurarea unui confort corespunzător al călătorilor, reclamă reglarea automată a vitezei vehiculelor de transport [1, 2, 3].

În lucrarea [2] a fost prezentat un dispozitiv destinat comenzii automate a vitezei unui vehicul experimental propulsat cu motoare liniare care asigură în perioadele de accelerare sau frînare:

1 — variația liniară (pentru evitarea șocului) a accelerației în circuitul de forță de la valoarea staționară la valoarea maximă, panta de creștere fiind ajustabilă;

2 — menținerea constantă a valorii accelerației, după atingerea valorii maxime, pînă la realizarea noii valori, prescrise, a vitezei.

Studiile prezentate în [3] au stabilit însă, că modificarea vitezei de mers este optimă, sub aspectul asigurării unor viteze comerciale mari și al confortului, dacă în timpul procesului tranzitoriu, de trecere de la o viteză la alta, caracterul variației accelerației are aspectul arătat în figura 1.

În [2] se dau recomandări privind calculul diagramelor de modificare a vitezei $v = f(t)$, în conformitate cu legea de variație propusă (fig. 1).

Studiile întreprinse de către autori au stabilit un mod de aplicare a celor stabilite în [3], în condițiile cînd forța de tracțiune admisibilă și masa de sarcină a vehiculului sînt variabile,

* Dr. ing *Budișan, N.*, și dr. ing. *Babuția, I.* sînt profesori, ing. *Mureșan, I.* este asistent, iar *Budișan L.* este studentă în anul V la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic „Traian Vuia" din Timișoara.

așa cum este cazul vehiculului cu motoare liniare care a constituit obiectul preocupărilor noastre.

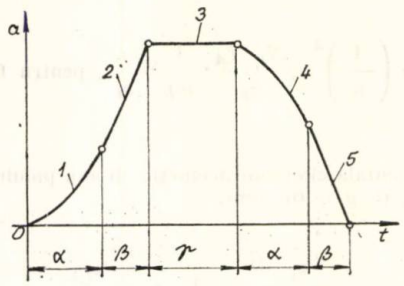


Fig. 1. Variația „optimă" a vitezei:
1. $a = c_1 t^2/2$; 2. $a = c_2 + c_3 t$; 3. $a = c_4$; 4. $a = c_5 - c_6 t^2/2$; 5. $a = c_7 - c_8 t$.

Caracterul variației forței admisibile de tracțiune este arătat în figura 2. În calcule s-a ținut seama și de rezistențele de mers, considerînd o valoare medie a acestora. Faptul s-a apreciat ca admisibil, avînd în vedere că rezistențele de mers reprezintă mai puțin de 10% din forța de tracțiune admisibilă.

Din ecuația fundamentală a dinamicii $ma = \Sigma F$, se observă că, pentru a nu depăși forța de tracțiune admisibilă, în cazul cînd ea se micșorează cu viteza (fig. 2), este necesar a

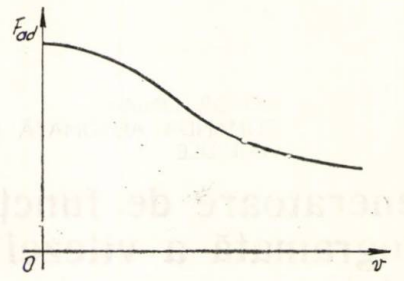


Fig. 2. Caracterul variației forței de tracțiune admisibile, la un vehicul experimental cu motoare liniare.

micșora proporțional accelerația, ceea ce se poate realiza prin reducerea vitezei de creștere a valorii vitezei vehiculului, iar acest lucru — prin „dilatarea" timpului. În figura 3, se prezintă procedeul, în cazul reducerii forței admisibile de tracțiune cu 50%.

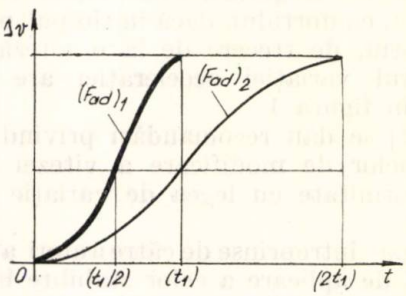


Fig. 3. „Dilatarea" timpului de variație a vitezei, la o variație a forței admisibile de tracțiune cu 50%.

„Dilatarea" timpului de variație a vitezei de mers se poate asigura automat și continuu în funcție de raportul $F_{ad}/(F_{ad})_{v=0}$, așa cum se sugerează în figura 4.

Din legea fundamentală a dinamicii se poate observa, de asemenea, că pentru a nu depăși valoarea admisibilă a forței de tracțiune, în cazul variației masei suplimentare m_s a vehiculului (datorită călătorilor), ar fi necesar un procedeu similar cu cel propus mai sus — „dilatarea" timpului de variație a vitezei de mers, în funcție de sarcină (masă), așa cum se arată în figura 4.

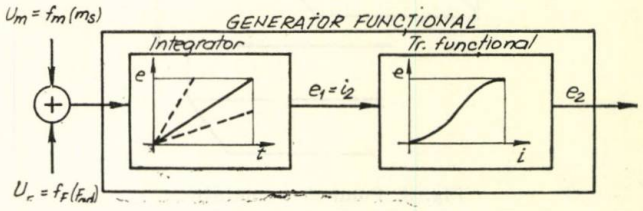


Fig. 4. Schema structurală generală a unui generator funcțional cu „dilatarea" timpului în funcție de forța de tracțiune admisibilă și de sarcină.

Avînd în vedere că măsurarea continuă a masei suplimentare m_s este o problemă dificilă, respectiv comanda manuală, corespunzător cu valoarea masei suplimentare, ar putea fi incomodă pentru mecanic, se poate renunța la „dilatarea" timpului de variație a vitezei, în funcție de variația sarcinii suplimentare, asigurînd, în schimb, o limitare a creșterii forței de tracțiune prin limitarea curentului motoarelor de tracțiune. În aplicația realizată de către autori s-a adoptat ultima din soluții.

Considerațiile prezentate mai sus au stat la baza proiectării și realizării unui sistem de comandă optimală (în sensul precizat în [3] și în prezenta lucrare) a mersului unui vehicul cu motoare liniare, el putînd să fie aplicat însă și la vehiculele de transport convenționale. Generatorul de funcții realizat permite obținerea unui număr de zece funcții și, corespunzător, a zece trepte de viteză.

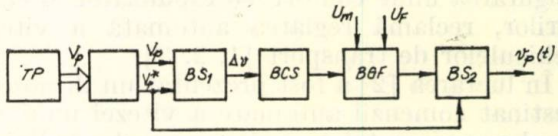


Fig. 5. Structura dispozitivului de generare a semnalului de prescriere a vitezei de mers.

În afară de problemele menționate mai sus, realizarea dispozitivului de comandă pentru modificarea programată a vitezei de mers a mai pus și alte probleme dificile. Dintre acestea menționăm, în mod special, următoarele:

1. Selectarea generatorului funcțional dintr-un total de zece generatoare, în funcție de viteza curentă și de cea prescrisă;

2. Memorarea mărimii de conducere (referinţă), generată pe o treaptă precedentă şi eliberarea generatorului funcţional respectiv, în vederea utilizării lui ulterioare pentru generarea într-un sens sau altul, a unei trepte de variaţie a vitezei de mărime egală cu treapta precedentă.

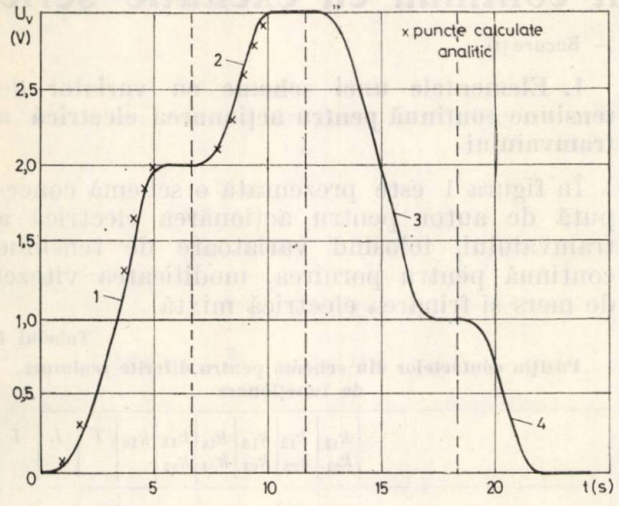


Fig. 6. Cîteva funcţii de viteză generate de către dispozitivul de prescriere a vitezei de mers.

În figura 5 este prezentată structura dispozitivului realizat, de generare a semnalului de prescriere a vitezei de mers, dispozitiv care realizează principiile funcţionale arătate mai sus.

Cu ajutorul tastaturii de prescriere *TP*, se introduce valoarea vitezei prescrise v_p în memoria valorii actuale respective a blocului memoriilor valorilor prescrise actuale şi trecute *BMVA/VT*, iar fosta valoare prescrisă v_T^* trece în memoria valorii trecute. Valoarea prescrisă trecută v_p^* se scade din valoarea prescrisă actuală v_p, cu ajutorul blocului sumator BS_1. Diferenţa rezultată, reprezentînd treapta de variaţie a vitezei de realizat, selectează, prin intermediul elementelor blocului de comparare şi selectare *BCS*, generatorul funcţiei de variaţie a vitezei necesar, din blocul generatoarelor de funcţii, *BGF*. Semnalul $\Delta v_p(t)$ generat de generatorul de funcţie selectat, se adună, în blocul sumator B_2, cu valoarea prescrisă trecută v_p^*, realizînd valoarea prescrisă curentă a vitezei $v_p(t)$.

Experimentarea dispozitivului de prescriere programată a vitezei, avînd funcţionarea descrisă mai sus, a confirmat întrutotul calităţile sale funcţionale prezentate în lucrarea de faţă.

Precizia generatoarelor de funcţii este cu totul satisfăcătoare pentru aplicaţia considerată, eroarea relativă maximă a semnalului de referinţă generat fiind mai mică de 1,5% faţă de valoarea maximă a semnalului de referinţă calculat, situaţie confirmată prin datele tabelului 1 în care sînt prezentate valorile calculate şi cele obţinute experimental ale funcţiei mărimii de prescriere a variaţiei vitezei, pentru treapta întîi de modificare a vitezei de mers.

Pentru ilustrarea posibilităţilor pe care le oferă dispozitivul de comandă a vitezei de mers şi a preciziei de generare a semnalului de referinţă, în figura 6 sînt date mai multe funcţii de viteză, generate de către dispozitiv, cît şi valorile acestor funcţii calculate analitic pentru cîteva puncte de funcţionare. Funcţiile de viteză, selectate astfel încît figura să rezulte clară, au fost construite la scară corespunzătoare, după o diagramă experimentală trasată cu un înregistrator în coordonate X, Y.

Principiile funcţionale şi constructive ale subsistemelor şi elementelor componente ale dispozitivului de prescriere programată a vitezei, realizat de către autori, urmează a fi prezentate într-o lucrare viitoare.

Tabelul 1

Eroarea relativă, faţă de legea de variaţie teoretică a semnalului generat de generatorul funcţional al treptei întîi de viteză:

$$\varepsilon\ \% = 1000\ (U_{real} - U_{teoretic})/U_{teoretic})_{max}$$

t, S	$U_{teoretic}$, V	U_{real}, V	ε, %
0	0	0,001	+0,001
0,572	0,112	1,105	−0,07
1,144	0,897	1,050	+1,53
1,718	3,036	3,140	+1,04
1,859	3,810	3,820	+0,1
2 289	6,080	6,030	−0,5
2,718	8,070	7,970	−1,0
3,148	9,480	9,380	−1,0
3,578	10,050	10,070	+0,2

Bibliografie

[1] *Muccioli, A., Pietra, B.* Chopper equipment for rapid transit vehicles: control circuits and automatic train operation; IFAC SYMPOSIUM, „Control in power electronics and electrical drives", Düsseldorf, 1974, p. 437–449.

[2] *Budişan, N., Babuţia, I., Mureşan, I., Mureşan, V.* — Dispozitiv de comandă automată a vitezei vehiculelor de transport cu motoare electrice. Lucrări tehnico-ştiinţifice. Măsuri, electronică şi automatică, Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timişoara, Sesiunea de comunicări ştiinţifice 13–15 mai 1977 p. 119–126.

[3] *Văzdăuţeanu, V.* Criterii de realizare a vehiculelor de transport în comun cu tracţiune electrică cu tiristoare, Institutul de cercetări şi proiectări „ELECTROPUTERE" Craiova, Preprint 00029, 1978.

CZ 621.313 : 629.1

VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ
ACTIONARE ELECTRICĂ TRAMVAIE
CURENT CONTINUU

Contribuţii privind calculul schemelor cu variatoare de tensiune continuă pentru acţionarea electrică a tramvaiului cu motor de curent continuu cu excitaţie serie

DUMITRU MIRON * — Bucureşti

Introducere

Acţionarea electrică a tramvaielor folosind scheme cu variatoare de tensiune continuă constituie o problemă de mare actualitate datorită avantajelor de ordin tehnic şi economic, pe care aceste scheme le au, comparativ cu schemele clasice [1].

Literatura de specialitate prezintă mai multe variante de scheme cu variator de tensiune continuu pentru acţionarea electrică a tramvaiului [2, 3].

Fiecare autor a avut în vedere asigurarea unor performanţe superioare în condiţiile respectării cerinţelor impuse de necesităţile transportului în comun urban.

Lucrarea îşi propune să prezinte nişte relaţii simplificate pentru calculul curenţilor în diferite regimuri de funcţionare a schemei cu variator.

1. Elementele unei scheme cu variator de tensiune continuă pentru acţionarea electrică a tramvaiului

În figura 1 este prezentată o schemă concepută de autor pentru acţionarea electrică a tramvaiului, folosind variatoare de tensiune continuă pentru pornirea, modificarea vitezei de mers şi frînarea electrică mixtă.

Tabelul 1

Poziţia contactelor din schemă pentru diferite regimuri de funcţionare

	k_{11} k_{21}	k_{12} k_{22}	k_{13} k_{23}	k_{14} k_{24}	k_{15} k_{25}	k_{16}	T	L	I
Funcţionare în regim de tracţiune									
— mers înainte	×	×			×		×		
— mers înapoi			×	×	×		×		
Funcţionare în regim de frînare			×	×		×		×	×

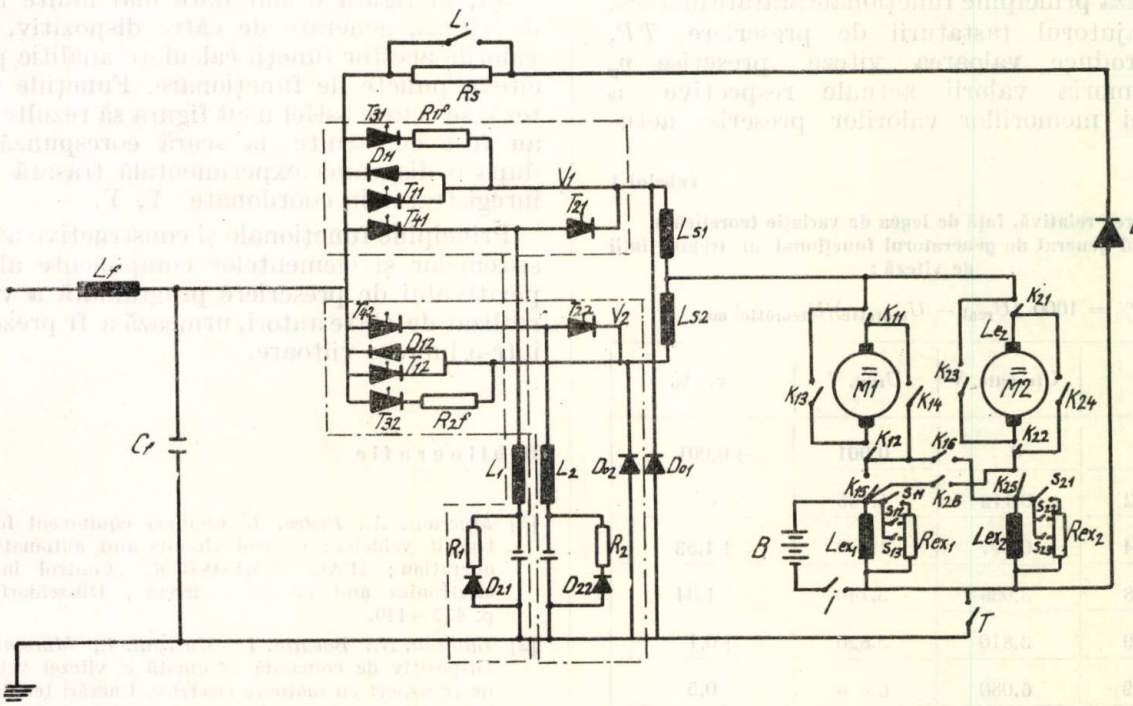


Fig. 1. Schemă cu variator de tensiune continuă pentru acţionarea electrică a tramvaiului : V_1, V_2 — variator de tensiune continuă ; L_f, C_f — inductanţă, respectiv capacitatea filtrului de reţea ; Ls_1, Ls_2 — inductanţe de netezire ; M_1, M_2 — motoare de tracţiune (motor de curent continuu cu excitaţie serie) ; D_3 — diodă de blocare la tracţiune ; K, T, L — contactoare.

Poziţia contactelor pentru regimurile de lucru specificate rezultă din tabelul 1.

* Ing. *Miron, D.* este cercetător ştiinţific principal la I.C.P.E. — Bucureşti

2. Variaţia curenţilor prin elementele schemei în diferite regimuri de lucru [4].

Regimul de tracţiune

Variatorul de tensiune continuă face ca tensiunea la bornele motoarelor de tracţiune să fie sub formă de impulsuri, avînd frecvenţa constantă şi lăţimea variabilă. Frecvenţa impulsurilor este egală cu frecvenţa de lucru a variatoarelor în perioada pornirii şi cu dublul acesteia în funcţionare. Prin motoare circulă un curent ondulat. Pornind de la relaţiile deduse în [6] prin dezvoltare în serie şi neglijarea infiniţilor mici de ordin superior, rezultă :

— *la pornire:*

$$\left.\begin{aligned} I_{\max} &= \frac{1}{r}(\delta U_1 - E) \\ I_{\min} &= \frac{1}{r}\left[\delta U_1\left(1 - \frac{1-\delta}{\tau_1}T\right) - E\right] \\ I_m &= \frac{1}{r}\left[\delta U_1\left(1 - \frac{1-\delta}{2\tau}T\right) - E\right] \end{aligned}\right\}, \quad (1)$$

la modificarea turaţiei:

$$\left.\begin{aligned} I_{\max} &= \frac{1}{r+bn}(\delta U_1 - an) \\ I_{\min} &= \frac{1}{r+bn}\left[\delta U_1\left(1 - \frac{1-\delta}{\tau}T\right) - an\left(1 - \frac{1-\delta}{\tau}T\right)\right] \\ I_m &= \frac{1}{r+bn}\left[\delta U_1 - an - \delta\frac{1-\delta}{2\tau}T(U_1 - an)\right] \end{aligned}\right\} \quad (1')$$

unde :

r — rezistenţa circuitului, Ω ;
U_1 — tensiunea sursei de alimentare, V ;
E — tensiunea electromotoare, V ;
δ — durata relativă de conectare ;
T — perioada de reglare, s ;
τ_1 — constanta de timp a circuitului, s,

$$\tau_1 = \frac{L}{r}\tau = \frac{L}{r+bn};$$

a,b — constante ale maşinii determinate prin liniarizarea caracteristicii de magnetizare.

La frînarea dinamică variatorul de tensiune continuă, conectat în paralel cu rezistenţa de frînare, modifică continuu valoarea acesteia de la $R_e = R_f$, pentru $\delta = 0$ la $R_e = 0$, pentru $\delta = 1$.

În această situaţie, considerînd circuitul magnetic saturat, curenţii prin motoare se calculează cu relaţiile :

$$\left.\begin{aligned} I_{\max} &= \frac{E}{r}\frac{\delta\tau_2}{(\delta T+\tau_1)(1-\delta)-\delta\tau_2} + \\ &\quad + \frac{E}{r+R_f}\frac{(1-\delta)(\tau_1-\delta T)}{(\delta T+\tau_1)(1-\delta)-\delta\tau_2} \\ I_{\min} &= \frac{E}{r+R_f}\frac{\tau_1(1-\delta)}{(\delta T+\delta_1)(1-\delta)-\delta\tau_2} + \\ &\quad + \frac{E}{r}\frac{\delta\tau_2-\delta T(1-\delta)}{(\delta T+\tau_1)(1-\delta)-\delta\tau_2} \\ I_m &= \frac{E}{r+(1-\delta)R_f} \end{aligned}\right\}. \quad (2)$$

Regimul de frînare cu recuperare de energie

În acest regim variatorul de tensiune continuă se conectează în paralel la bornele sursei de alimentare. Condiţia pentru recuperarea energiei este realizată şi la turaţii mici ale motorului de tracţiune datorită energiei ce se acumulează în inductanţele circuitului, în timpul cînd variatorul conduce şi se cedează reţelei, în timpul cînd variatorul este blocat.

Valorile curenţilor se calculează cu relaţiile :

$$\left.\begin{aligned} I_{\max} &= \frac{E}{r} - \frac{U_1}{r}\frac{(\tau_1-\delta T)(1-\delta)}{\tau_1} \\ I_{\min} &= \frac{E}{r} - \frac{U_1}{r}(1-\delta) \\ I_m &= \frac{1}{r}[E - U_1(1-\delta)] \end{aligned}\right\}. \quad (3)$$

În relaţiile de mai sus :

$$\tau_1 = \frac{L}{r},$$

$$\tau_2 = \frac{L}{r+R_f}.$$

Ondularea curentului prin motor, calculată conform relaţiei :

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min},$$

va fi :

— la pornire : $\Delta I = \frac{1}{r}\delta U_1\frac{T}{\tau_1}(1-\delta)$;

— la modificarea turaţiei : $\Delta I = \delta(1-\delta)U_1\frac{T}{r\tau_1}$;

— la frînarea dinamică :

$$\Delta I = \frac{ER_f}{r(R_f + T)} \frac{\delta T(1-\delta)}{(\delta T + \tau_1)(1-\delta) - \delta\tau_2};$$

la frînarea cu recuperare :

$$\Delta I = \frac{U_1}{r}(1-\delta)\frac{\delta T}{\tau_1}.$$

3. Calculul elementelor schemei

Calculul elementelor filtrului de rețea

Inductanța L_f și capacitatea C_f se calculează cu relațiile :

$$\frac{(\Delta U_{cf})_{max}}{U_1} = \frac{I}{8U_1 C_f f}, \quad (4)$$

$$\frac{(\Delta I_{Lf})_{max}}{I} = \frac{T^2}{32 L_i \cdot C_f}, \quad (5)$$

în cazul comenzii simultane :

$$\frac{(\Delta U_{cf})_{max}}{U_1} = \frac{I}{16 U_1 C_f I_f} \quad (6)$$

și :

$$\frac{(\Delta I_{Lf})_{max}}{I} = \frac{T^2}{256 L_f C_f}, \quad (7)$$

în cazul comenzii decalate.

Calculul rezistenței de frînare

Rezistența de frînare dinamică se calculează astfel încît tensiunea maximă la bornele ei să nu depășească tensiunea admisă pentru elementele semiconductoare ale variatorului, iar pe de altă parte la turația maximă a motoarelor să se asigure curentul minim de frînare.

În aceste condiții :

$$R_f = \frac{(U_G)_{max}}{I_{min}} = \beta \frac{an_{max}}{I_{max}} + bn_{max}, \quad (8)$$

a și *b* fiind mărimi constante determinate prin liniarizarea caracteristicii de magnetizare a motorului ; iar conform [5] :

$$\beta = \frac{I_{max}}{I_{min}} = 1 \div 5.$$

Rezistența de limitare la frînarea recuperativă se calculează cu relația :

$$R_s = \frac{(E_G)_{max} - (U_1)_{mn}}{I_{max}} - r. \quad (9)$$

Adică, în condiții de viteză maximă și tensiunea liniei de contact minimă, curentul de frînare recuperativă să nu depășească valoarea curentului maxim de frînare.

Rezistența de limitare este introdusă sau scoasă din circuitul de frînare cu recuperare de către contactorul *L*. Rezistența R_s este șuntată automat cînd $E_G = (U_1)_{min} + I_m r$.

Variatorul de tensiune continuă avînd o schemă complexă nu constituie obiectul prezentei lucrări.

Calculul elementelor variatorului, exemplificat prin aplicații, practice poate fi urmărit în [1].

4. Aplicarea relațiilor de calcul prezentate la un caz concret de acționare cu motor de curent continuu cu excitație serie

Pentru verificarea corectitudinii relațiilor de calcul prezentate s-au determinat elementele schemei de acționare pentru următoarele condiții :

1. Motorul de acționare este un motor de curent continuu cu excitație serie avînd :
   - puterea nominală — 74 kW,
   - tensiunea nominală — 750 V,
   - curentul nominal — 100 A,
   - turația nominală — 1 470 rot/min,
   - $r_m = 0{,}42\ \Omega$,
   - $L_m = 5{,}7 \cdot 10^{-3}$H.
2. Variatorul de tensiune continuă, cu circuitul de stingere conectat în paralel, cu sarcina avînd ;
   - tensiunea nominală — 750 V ;
   - tensiunea la bornele de ieșire ale variatorului, variabilă continuu de la 0,03 U, la 0,96 U ;
   - curentul maxim de sarcină — 400 A
   - frecvența de lucru a unui variator — 200 Hz.

În primul moment al pornirii ($n = 0$; $\delta = \delta_{min} = 0{,}03$) utilizînd (1) rezultă :

$I_{max} = 30{,}35$ A,

$I_{min} = 24{,}88$ A,

$I_m = 27{,}6$ A.

Relațiile (1'), au fost aplicate pentru cazul $n = 1\,445$ rot/min, $\delta = 0{,}96$ obținînd :

$I_{max} = 97{,}6$ A,

$I_{min} = 80{,}4$ A,

$I_m = 89$ A.

În regim de frînare dinamică rezultă :

$$R_f = \frac{1\,000}{30} \cong 33\ \Omega,$$

iar din (2) pentru $\delta = \delta_{min} = 0{,}03$ se determină :

$I_{max} = 50{,}29$ A,

$I_{min} = 20{,}77$ A,

$I_m = 35{,}33$ A.

La frînarea cu recuperare de energie, considerînd că aceasta are loc la tensiunea maximă a motorului funcționînd în regim de generator serie autoexcitat, aplicînd (3) rezultă :

$$I_{max} = 759 \text{ A},$$

$$I_{min} = 730 \text{ A},$$

$$I_m = 745 \text{ A}.$$

Este necesară o rezistență de limitare :

$$R_s = \frac{(E_G)_{max} - (U_1)_{min}}{I_{max}} - r = 2{,}13\ \Omega.$$

Concluzii

Relațiile de calcul prezentate în lucrare au fost deduse pe baza ecuațiilor din [6] care au fost dezvoltate în serie și s-au neglijat termenii de la ordinul doi în sus.

Calculele efectuate pe baza acestor relații conduc la rezultate destul de exacte ceea ce justifică aplicarea lor la dimensionarea elementelor schemelor cu variator de tensiune continuă.

Bibliografie

[1] *Străinescu, I.* Contribuții la schemele automate optimale de acționare curent continuu — curent continuu în tracțiunea electrică cu aplicații în tracțiunea urbană în RSR. Teză de doctorat, București 1974.

[2] *Gouthiere, J., Gregoire, J., Hologne, H.* Les magneurs a thyristors en traction electrique. In : ACEC Revue, nr. 2, 1970.

[3] *First, Antonin.* Primenenie impulsnogo preobrazovatelia postoiannogo toka v tramvaiah T i k T. 3. — ia mejdunarodnaia naucino — tehniceskaia konferința ob electronik automatazirovannîh privodah. CSSR, Praga, oct. 1971.

[4] *Miron, D.* Cîteva considerații privind implicațiile tehnico-economice ale utilizării variatorului de tensiune continuă în schemele de acționare electrică a tramvaiului. În : EEA — Electrotehnica *25*, nr. 6 1977 p. 240—245.

[5] *Efremov, S* — Metodika rasceta tormoznogo reostata v impulsnoi sisteme slediascego electriceskogo termojenia. În : Elektricestvo nr. 8, aug 1976,p . 46—50.

[6] *Miron, D.* Cu privire la unele aspecte tehnico-economice ale utilizării schemelor cu tiristoare în acțiunea electrică a mijloacelor de transport în comun urban. În : EEA nr. 1, ian 1976, p. 21—25.

CZ 621.374.3 : 621 317 — 753

MĂSURAREA TEMPERATURII
CIRCUITE CU TERMISTOARE
ERORI DE METODĂ

Proiectarea circuitelor cu termistoare pentru măsurarea temperaturilor

PAUL CRISTEA, RODICA TUDUCE, DOINA NICOLAE și SERGIU SULIȚEANU * — București

Introducere

Lucrarea prezintă un procedeu unitar de proiectare a circuitelor cu termistoare pentru măsurarea temperaturilor medii, cu aplicații în medicină și biologie (15—45°C), precum și în unele domenii din tehnică (0—100°C).

Dispozitivele cu termistoare sînt frecvent utilizate în aceste tipuri de aplicații [1—5], funcționarea lor bazîndu-se pe variația pronunțată a rezistenței termistoarelor la schimbarea temperaturii. În domeniul de temperaturi menționat, dependența rezistenței R a unui termistor în funcție de temperatura θ este bine aproximată de exponențiala :

$$R(\theta) = R(O)e^{-b\theta}, \qquad (1)$$

unde $R(O)$ este rezistența la 0°C, iar b este un coeficient care depinde de tipul termistorului și are valori în plaja 0,01 — 0,05 grd^{-1}.

În figura 1 sînt reprezentate în scară semilogaritmică funcțiile $R(\theta)$ pentru cîteva termistoare, utilizate pentru măsurarea temperaturilor în plaja 20—45°C.

Principala problemă a proiectării circuitelor de măsurare cu termistoare constă în asigurarea

* Conf. dr. ing. *Cristea, P.* și șef de lucrări ing. *Tuduce, R.* lucrează la Facultatea de automatică a Institutului politehnic — București, iar *Nicolae, D.* și *Sulițeanu, S.* sînt studenți la aceeași facultate.

liniarității dependenței mărimii de ieșire, analogică sau numerică, de temperatură, în limite de eroare și de lărgime ale domeniului de lucru impuse.

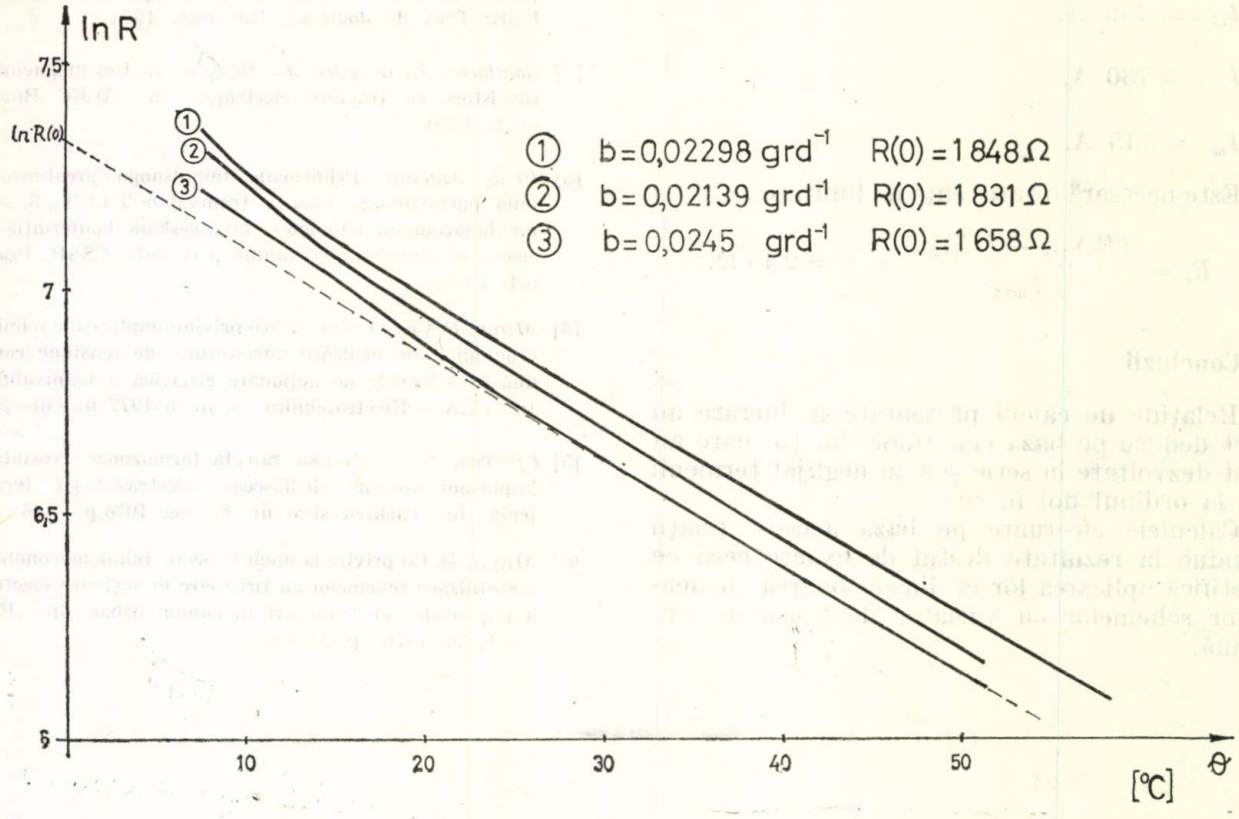


Fig. 1

În lucrare este analizată problema minimizării erorilor sistematice ale procedeelor de măsură, pentru un domeniu de lucru dat. Se dau relații și diagrame de calcul care exprimă interdependența între principalele performanțe ale circuitelor de măsură (precizia de măsurare și lărgimea domeniului) și parametrii elementelor acestora.

1. Bazele metodei de proiectare

Temperatura măsurată. Eroarea sistematică absolută

Pentru majoritatea circuitelor de măsurare a temperaturii, mărimea de ieșire u este o funcție $u(\theta - \theta_0)$ de abaterea temperaturii reale θ față de o temperatură de referință θ_0, la care mărimea de ieșire este nulă.

Admițînd o dependență aproximativ liniară a mărimii de ieșire în funcție de temperatură, în domeniul de lucru, se definește temperatura măsurată θ_m prin relația :

$$u = u(\theta - \theta_0) = P \cdot (\theta_m - \theta_0), \qquad (2)$$

sau :

$$\theta_m = \theta_0 + \frac{1}{P} \cdot u(\theta - \theta_0), \qquad (3)$$

unde P este panta de variație a mărimii de ieșire în raport cu abaterea $(\theta_m - \theta_0)$ a temperaturii măsurate față de temperatura de referință.

Eroarea sistematică absolută, introdusă de metoda de măsurare, este în acest caz :

$$\delta\theta = \theta_m - \theta_0 = \frac{1}{P} u(\theta - \theta_0) - (\theta - \theta_0). \qquad (4)$$

Funcția $u(\theta - \theta_0)$ depinde de tipul circuitului de măsurare. Pentru toate circuitele uzuale, prezentate în anexe, această funcție este de forma :

$$u(\theta - \theta_0) = A \cdot \frac{1 - e^{-b(\theta - \theta_0)}}{B + e^{-b(\theta - \theta_0)}}, \qquad (5)$$

unde A și B sînt constante reale și pozitive, ce depind de valorile parametrilor elementelor circuitului de măsurare considerat.

Se poate arăta că, pentru $P < P_{max}$, unde P_{max} este o pantă maximă ce depinde de A, B și b, eroarea sistematică absolută se anulează pentru trei valori distincte ale temperaturii reale : temperatura de referință θ_0 și temperaturile de etalonare θ_1 și θ_2, definite prin condițiile :

$$u(\theta_1 - \theta_0) = P \cdot (\theta_1 - \theta_0),$$
$$u(\theta_2 - \theta_0) = P \cdot (\theta_2 - \theta_0). \qquad (6)$$

De obicei, panta P se impune, iar parametrul b este dat de tipul de termistor utilizat, astfel încît condiţiile (6) determină o legătură între constantele A şi B, pe de o parte, şi temperaturile de etalonare θ_1 şi θ_2, pe de altă parte. Problema care se pune este alegerea acestor mărimi, astfel încît eroarea sistematică absolută să fie minimă în domeniul de lucru considerat sau, reciproc, pentru o eroare sistematică impusă să se obţină un domeniu de lucru maxim.

Etalonarea simetrică

Alegînd temperaturile de etalonare simetrice faţă de temperatura de referinţă :

$$\theta_1 = \theta_0 - \Delta\theta, \quad \theta_2 = \theta_0 + \Delta\,\theta, \tag{7}$$

unde $\Delta\theta$ este semilărgimea domeniului de etalonare, condiţiile (6) conduc la valorile :

$$A = P \cdot \Delta\theta \cdot \operatorname{cth} \frac{b\Delta\theta}{2}, \tag{8}$$

$$B = 1,$$

ale constantelor, iar funcţia u ia forma :

$$u(\theta - \theta_0) = P \cdot \Delta\theta \cdot \frac{\operatorname{th} \dfrac{b(\theta - \theta_0)}{2}}{\operatorname{th} \dfrac{b \cdot \Delta\theta}{2}}. \tag{10}$$

Corespunzător, din relaţia (3) rezultă temperatura măsurată :

$$\theta_m = \theta_0 + \Delta\theta \cdot \frac{\operatorname{th} \dfrac{b(\theta - \theta_0)}{2}}{\operatorname{th} \dfrac{b\Delta\theta}{2}}. \tag{11}$$

Relaţiile precedente se pot pune sub o formă adimensională generală, independentă de tipul termistorului utilizat, definind următoarele variabile şi parametri :

— abaterea adimensională a temperaturii reale faţă de temperatura de referinţă :

$$x = \frac{b\,(\theta - \theta_0)}{2}, \tag{12}$$

— abaterea adimensională a temperaturii măsurate faţă de temperatura de referinţă :

$$x_m = \frac{b(\theta_m - \theta_0)}{2}, \tag{13}$$

— eroarea sistematică absolută adimensională :

$$\delta x = x_m - x = \frac{b\,\delta\,\theta}{2}, \tag{14}$$

— semilărgimea adimensională a intervalului de etalonare :

$$\Delta = \frac{b\,\Delta\theta}{2}. \tag{15}$$

Cu aceste notaţii, relaţiile (5) şi (11) se scriu :

$$u(x) = A \cdot \operatorname{th} x \tag{16}$$

şi :

$$x_m = \Delta \cdot \frac{\operatorname{th} x}{\operatorname{th} \Delta}, \tag{17}$$

iar eroarea sistematică absolută adimensională rezultă :

$$\delta x = \Delta \cdot \left(\frac{\operatorname{th} x}{\operatorname{th} \Delta} - \frac{x}{\Delta} \right) = F(x;\ \Delta). \tag{18}$$

În acest caz parametrul în funcţie de care se va face discuţia performanţelor circuitelor de măsurare este Δ — semilărgimea adimensională a intervalului de etalonare.

Etalonarea nesimetrică

Se consideră cazul general, în care nu se impun condiţiile (6) şi (7), astfel încît discuţia performanţelor circuitelor de măsurare se va face în raport cu doi parametri, de exemplu A şi B din relaţia (5). Pentru generalitatea tratării se vor utiliza notaţiile adimensionale (12) — (14). Ca urmare, relaţia (5) se scrie :

$$u(x) = A \frac{1 - e^{-2x}}{B + e^{-2x}}, \tag{19}$$

sau, ţinînd seama că $B \in (0, \infty)$:

$$u(x) = A \frac{1+B}{2B} \left[\operatorname{th} \left(x + \frac{\ln B}{2} \right) + \frac{1-B}{1+B} \right]. \tag{20}$$

Notînd :

$$x_0 = -\frac{1}{2} \ln B, \tag{21}$$

abscisa punctului de inflexiune al funcţiei $u(x)$ şi :

$$a = A \cdot \frac{1 + B}{2B} = \frac{A}{2} \cdot \left(e^{2x_0} + 1 \right), \tag{22}$$

factorul multiplicativ al acesteia, se obţine forma mai compactă :

$$u(x) = a\ [\operatorname{th}\ (x - x_0) + \operatorname{th}\ x_0]. \tag{23}$$

Relaţia (3) devine :

$$x_m = m\ [\operatorname{th}\ (x - x_0) + \operatorname{th}\ x_0], \tag{24}$$

cu :

$$m = \frac{ab}{2P}. \tag{25}$$

Se notează, de asemenea, cu Δ soluţia ecuaţiei :

$$\Delta = m \operatorname{th} \Delta; \quad m \in (1, \infty), \tag{26}$$

astfel încît eroarea sistematică absolută adimensională rezultă :

$$\delta x = \Delta \cdot \left[\left(\frac{\operatorname{th}(x - x_0)}{\operatorname{th} \Delta} - \frac{x - x_0}{\Delta} \right) + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{\operatorname{th} x_0}{\operatorname{th} \Delta} - \frac{x_0}{\Delta} \right) \right] = F(x - x_0; \Delta) + F(x_0; \Delta), \tag{27}$$

în care F este funcţia definită în relaţia (18).

Se observă că etalonarea simetrică se obţine prin particularizarea $B = 1$, la care corespund $x_0 = 0$ şi $a = A = \frac{2mP}{b} = \frac{2}{b} P \cdot \Delta \cdot \operatorname{cth} \Delta$, astfel încît relaţiile (23), (24) şi (27) iau formele (16), (17) şi (18), iar Δ recapătă semnificaţia de semilărgime a intervalului de etalonare.

Pentru $B \neq 1$, eroarea nu se mai anulează la $x = \pm \Delta$, astfel încît temperaturile de etalonare θ_1 şi θ_2 nu mai sînt plasate simetric faţă de temperatura de referinţă θ_0.

2. Analiza erorilor de metodă în cazul etalonării simetrice

Circuitele de măsurare cu termistoare trebuie proiectate astfel încît să se minimizeze eroarea sistematică, de metodă, şi să se asigure lărgimea dorită a domeniului de lucru. În acest paragraf este analizată o asemenea situaţie pentru cazul etalonării simetrice.

În figura 2 este reprezentată calitativ dependenţa temperaturii măsurate θ_m de temperatura reală θ, conform relaţiei (11). Pentru claritatea graficului, erorile au fost mult exagerate. De asemenea, a fost reprezentată dependenţa erorii sistematice absolute adimensionale δx în funcţie de abaterea adimensională x. Scara pe axa δx a fost aleasă mult mai mare decît cea de pe axa x, care a fost pusă în corespondenţă cu scara de pe axa θ a primului grafic.

Eroarea sistematică absolută $\delta\theta = \theta_m - \theta$ atinge valorile extreme $\pm \delta\theta_M$ din intervalul de etalonare $[\theta_1, \theta_2]$ pentru temperaturile θ_{M_1} şi θ_{M_2}. Corespunzător, eroarea δx are valorile extreme $\pm \delta x_M$ din intervalul $[-\Delta, \Delta]$ la abaterile $\pm x_M$.

Anulînd derivata erorii $\frac{d}{dx}(\delta x)$, se găseşte :

$$x_M = \operatorname{argch} \sqrt{m}, \tag{28}$$

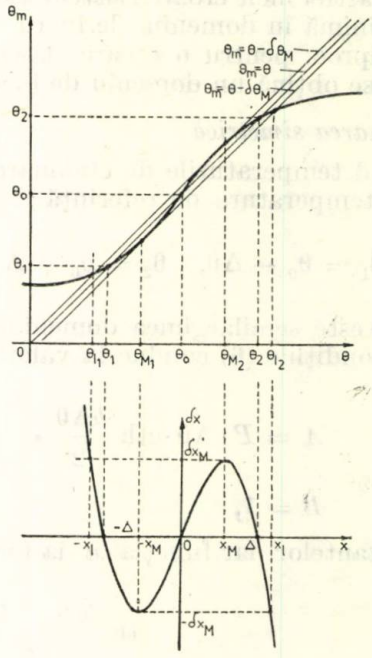


Fig. 2

unde :

$$m = \frac{\Delta}{\operatorname{th} \Delta}, \tag{29}$$

pentru care se obţine eroarea sistematică absolută adimensională maximă :

$$\delta x_M = \sqrt{m^2 - m} - \operatorname{argch} \sqrt{m}, \tag{30}$$

şi :

$$\delta\theta_M = \frac{2}{b} \delta x_M. \tag{31}$$

În figura 3 este reprezentată semilogaritmic familia de curbe de eroare $|\delta x| = |F(x; \Delta)|$ pentru $x \in (0; 0{,}18)$ şi $\Delta = 0{,}01; 0{,}02; \ldots; 0{,}15; 0{,}20$. Pentru fiecare curbă $\Delta = \text{const.}$, eroarea se anulează la $x = 0$ şi $x = \Delta$. După cum se observă în figura 2, $\delta x > 0$ pentru $x \in (0, \Delta)$ şi $\delta x < 0$ pentru $x \in (\Delta, \infty)$. Deoarece $F(x; \Delta)$ este o funcţie impară în x, nu s-a mai făcut reprezentarea pentru $x < 0$. Figura 3 permite compararea directă a performanţelor circuitelor de măsurare pentru diferitele valori ale semilărgimii adimensionale a intervalului de etalonare Δ, atît din punctul de vedere al valorilor maxime ale erorii, cît şi al lărgimii domeniului de lucru.

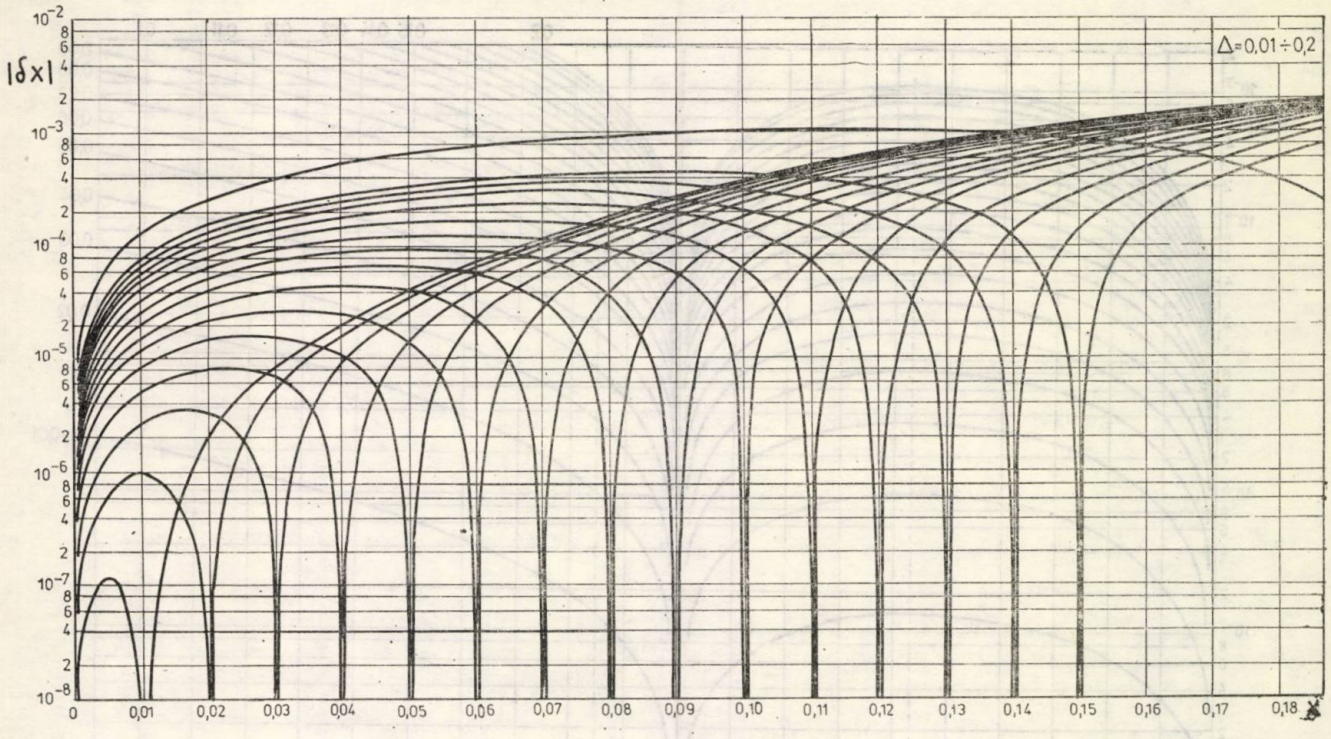


Fig. 3

Domeniul adimensional de lucru se defineşte prin condiţia :

$$|\delta x| \leqslant \delta x_M, \tag{32}$$

care conduce la $x \in [-x_l, x_l]$, unde limita x_l este soluţia ecuaţiei :

$$x_l = m \text{ th } x_l + \delta x_M. \tag{33}$$

Corespunzător, domeniul în care :

$$|\delta\theta| \leqslant \delta\theta_M, \tag{34}$$

este : $\theta \in [\theta_{l1}, \theta_{l2}]$,

cu :

$$\theta_{l1,2} = \theta_0 \pm \frac{2}{b} x_l \cdot \tag{35}$$

În afara domeniului de lucru $[\theta_{l1}, \theta_{l2}]$ sau $[-x_l, x_l]$, eroarea sistematică creşte rapid, metoda de măsură fiind exactă numai în plaja indicată.

În figura 4, în care s-a reprezentat familia de curbe de eroare $|\delta x| = \left| F\left(\frac{x}{\Delta}\,;\,\Delta\right)\right|$ pentru $\frac{x}{\Delta} \in (0\,;1) \cup (1\,;2)$ şi $\Delta = 0{,}01\,;\ 0{,}02\,;\ \cdots\ 0{,}20$, sînt marcate cu linie întreruptă curbele pe care se plasează abscisele x_M/Δ, corespunzătoare erorilor maxime, precum şi limitele $\frac{x_l}{\Delta}$.

Cu o bună aproximaţie, sînt valabile relaţiile :

$$x_M = (0{,}576 \div 0{,}577) \cdot \Delta \text{ şi} \tag{36}$$

$$x_l = (1{,}115 \div 1{,}117) \cdot \Delta. \tag{37}$$

Figura 5, în care sînt reprezentate mărimile Δ, x_M şi x_l în funcţie de eroarea maximă δx_M, sintetizează rezultatele rezolvării numerice a ecuaţiilor provenite din relaţiile (28) — (30) şi (33), pentru plaja valorilor de interes practic $\delta x_M \in [10^{-6}\,;\,10^{-3}]$.

Aceste curbe permit proiectarea circuitelor de măsurare pentru cazul etalonării simetrice, prin următorul algoritm :

1. Se impune eroarea maximă admisibilă $\delta\theta_M$ şi domeniul de lucru dorit $[\theta_{min}, \theta_{max}]$.

2. Se calculează $\delta x_M = \frac{b}{2}\,\delta\theta_M$ şi, din figura 5, se determină semilărgimile adimensionale ale domeniilor de lucru x_l şi de etalonare Δ.

3. Se calculează lărgimea în temperaturi a domeniului de lucru pentru care s-a asigurat precizia impusă, $2\,\Delta\theta_l = b x_l$ şi se compară cu domeniul de lucru dorit $[\theta_{min}, \theta_{max}]$. Dacă :

$$\frac{\theta_{max} - \theta_{min}}{2\Delta\,\theta_l} \leqslant 1, \tag{38}$$

înseamnă că s-a acoperit întregul domeniu dorit şi se ia temperatura de referinţă, pentru care mărimea de ieşire este nulă ($u = 0$) :

$$\theta_0 = \frac{\theta_{min} + \theta_{max}}{2}\,. \tag{39}$$

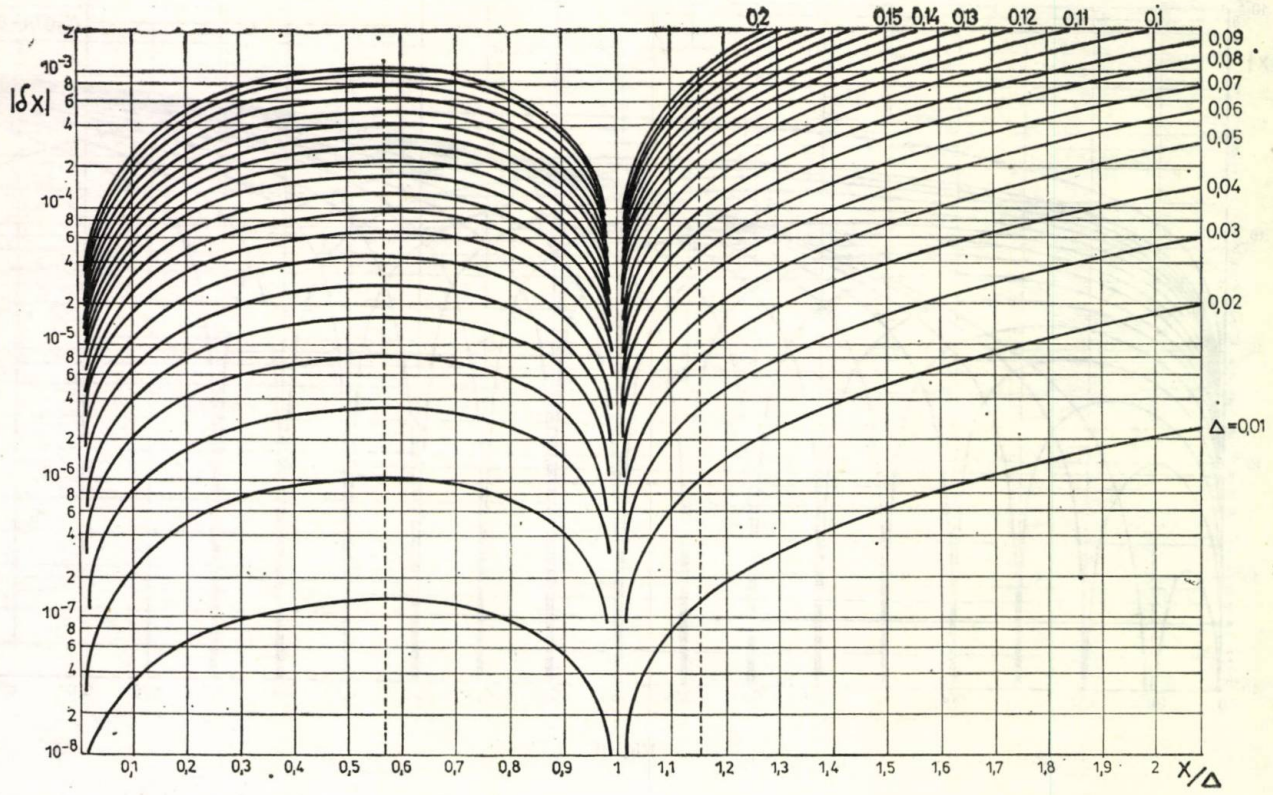

|δx|
0,2
0,15 0,14 0,13 0,12 0,11 0,1
0,09
0,08
0,07
0,06
0,05
0,04
0,03
0,02
Δ=0,01
X/Δ

Fig. 4

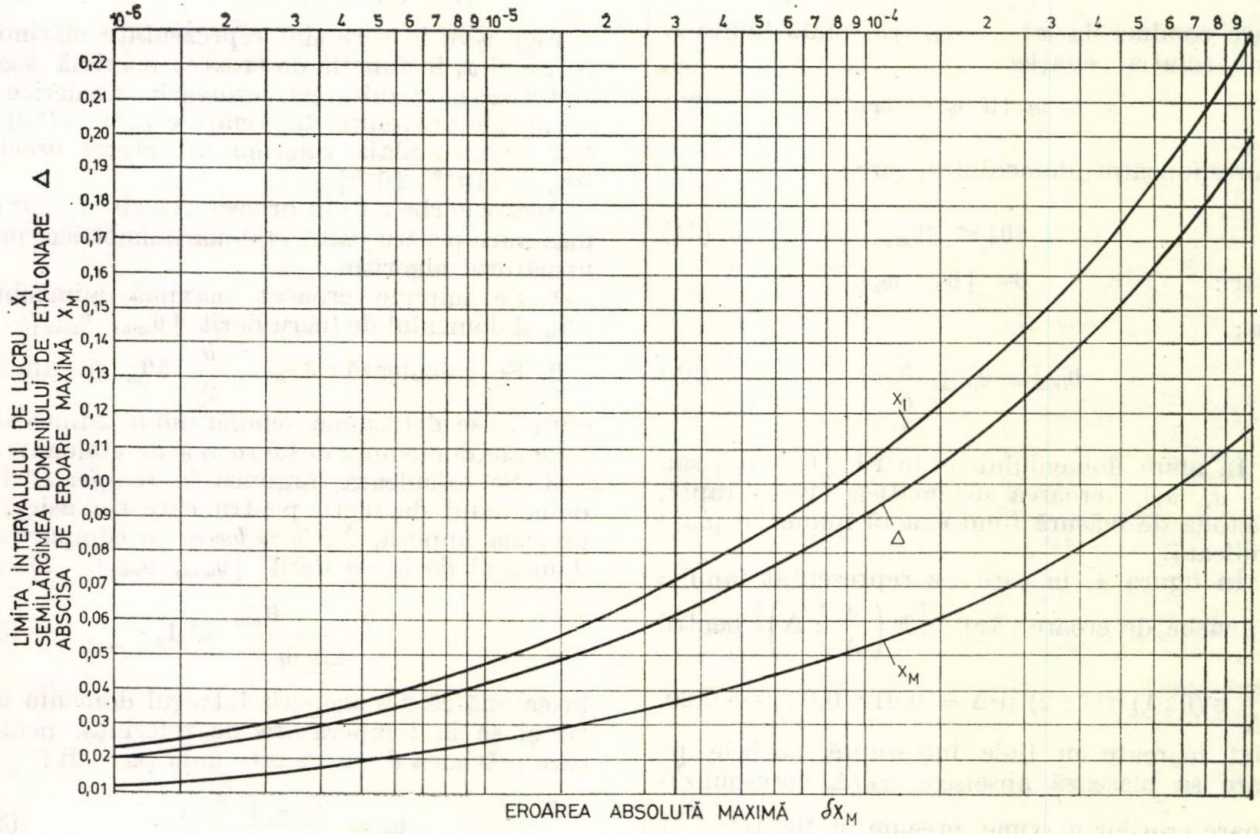

LIMITA INTERVALULUI DE LUCRU x_l
SEMILĂRGIMEA DOMENIULUI DE ETALONARE Δ
ABSCISA DE EROARE MAXIMĂ x_M
x_l
Δ
x_M
EROAREA ABSOLUTĂ MAXIMĂ δx_M

Fig. 5

Dacă condiţia (38) nu este îndeplinită, se desface domeniul de lucru dorit în $n \in N$ subdomenii egale, astfel încît :

$$n \geqslant \frac{\theta_{max} - \theta_{min}}{2\Delta\theta_i}. \quad (40)$$

În acest caz, circuitul de măsurare va trebui prevăzut cu posibilitatea comutării pe fiecare din cele n subdomenii, în fiecare alegîndu-se cîte o temperatură de referinţă :

$$\theta_0^{(k)} = \frac{(2n-1)\,\theta_{min} + (2k-1)\,\theta_{max}}{2n},$$

$$k = 1, 2, \ldots, n. \quad (41)$$

pentru fiecare subdomeniu, relaţia (11) devine :

$$\theta_m = \theta_0^{(k)} + \Delta\theta \cdot \frac{\text{th}\,\frac{b(\theta - \theta_0^{(k)})}{2}}{\text{th}\,\Delta}, \quad (42)$$

satisfăcînd condiţia $|\theta_m - \theta| < \delta\theta_M$, pentru

$$\theta \in [\theta_0^{(k)} - \Delta\theta_i,\ \theta_0^{(k)} + \Delta\theta_i], \text{ cu } \Delta\theta = \frac{2}{b}\Delta.$$

4. Cu A şi B daţi de relaţiile (8) şi (9), se determină parametrii elementelor circuitului de măsură ales, conform relaţiilor (55, 56), (58, 59), (61, 62), sau (69, 70) din anexe, corespunzătoare diverselor tipuri de circuite de măsură.

Se observă că aceste relaţii nu determină în mod univoc toate elementele de circuit, permiţînd o oarecare elasticitate în alegerea parametrilor acestora. Precizarea valorilor ce se pot alege se va face în acest caz ţinînd seama de restricţiile tehnologice, de posibilitatea reducerii erorilor de aparat etc.

De asemenea, utilizînd curbele din figura 5, se pot analiza eventualele compromisuri acceptabile între eroarea sistematică maximă şi lărgimea domeniului de lucru, pentru a evita complicarea circuitelor de măsurare implicată de divizarea domeniului de lucru în mai multe subdomenii.

Tipic, pentru aplicaţiile în medicină sau biologie, este necesar un interval de temperaturi cuprins între 20 şi 40°C, care poate fi acoperit cu un singur domeniu de lucru. Lucrînd cu termistoare, avînd $b \approx 0{,}025$ grd^{-1} şi alegînd $\Delta \approx 0{,}1$, rezultă $\delta\theta_M < 10^{-2}$ °C şi $\Delta\theta_i \approx 10$ °C, astfel încît pentru $\theta_0 = 30$°C se acoperă întreg domeniul menţionat.

3. Analiza erorilor de metodă în cazul etalonării nesimetrice

O primă analiză a răspunsului circuitelor de măsurare în cazul etalonării nesimetrice se poate face utilizînd direct relaţia generală (19). În figura 6 este reprezentată grafic funcţia :

$$f(x) = \frac{u(x)}{A} = \frac{1 - e^{-2x}}{B + e^{-2x}}, \quad (43)$$

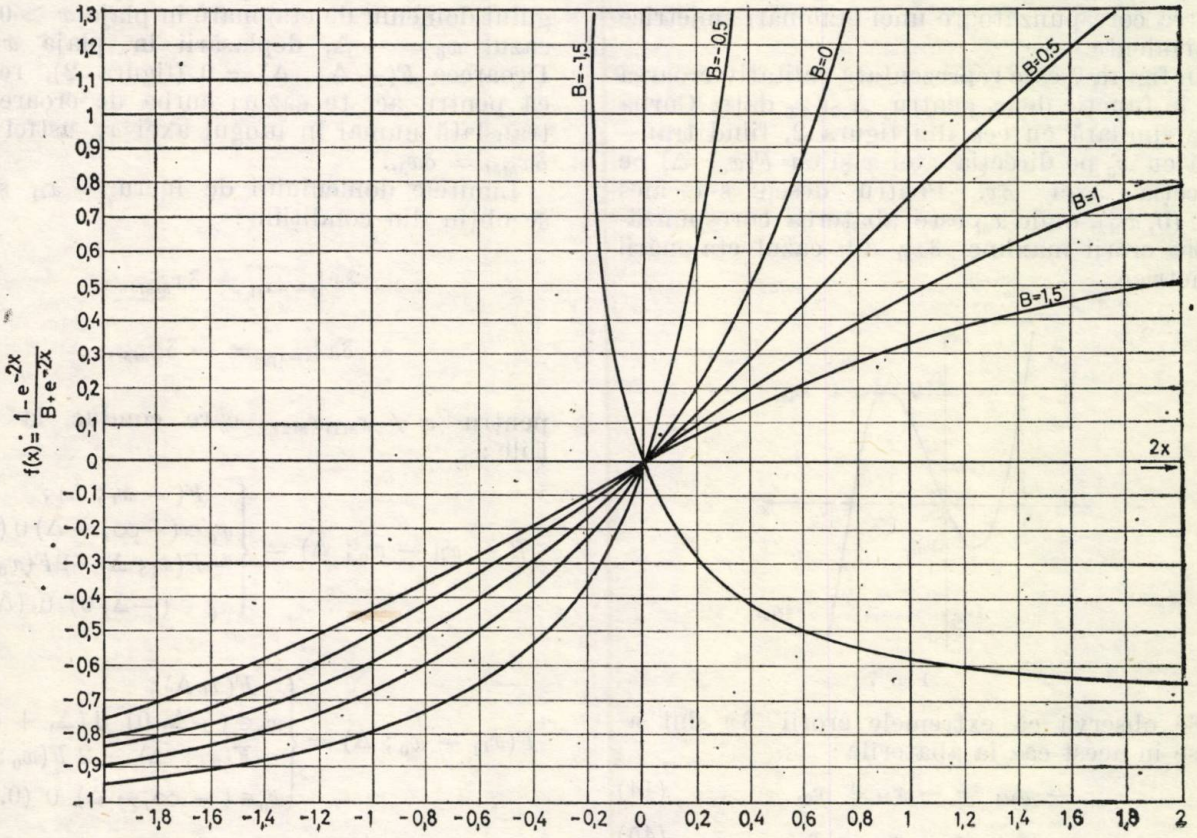


Fig. 6.

pentru $x \in [-1, 1]$ și $B = -1{,}5; -0{,}5; 0{,}0; 0{,}5; 1{,}0; 1{,}5$. Curba $B = 1$ corespunde etalonării simetrice, discutată anterior. Se observă că, pentru $x > 0$, se produce o inversare a concavității curbelor, între $B = 0$ și $B = 1$, ceea ce sugerează că, alegînd o valoare adecvată a lui B în acest domeniu (de exemplu $B = 0{,}5$), se poate obține o caracteristică de ieșire mai apropiată de dependența liniară dorită. Se poate lărgi astfel domeniul de lucru corespunzător unei erori maxime impuse pentru $x > 0$, respectiv pentru $\theta > \theta_0$, pe seama îngustării domeniului de lucru din regiunea $x < 0$ ($\theta < \theta_0$).

O asemenea modificare este avantajoasă în special pentru circuitele de măsură foarte simple, la care se ia $\theta_0 = 0°C$ și se lucrează numai în domeniul temperaturilor pozitive. De exemplu, se poate utiliza un circuit în punte, avînd la ieșire un voltmetru analogic etalonat direct în temperaturi.

În cazul circuitelor mai elaborate, în care semnalul de la ieșire este prelucrat în continuare (de exemplu este convertit analog — numeric), sumarea unei constante pentru realizarea relației (3) nu reprezintă o dificultate, astfel încît interesează lărgimea totală a domeniului de lucru, egală cu suma domeniilor de lucru din stînga și din dreapta temperaturii de etalonare (respectiv pentru x negativ și pozitiv).

Pentru discutarea acestui caz este mai comodă relația (27), care exprimă eroarea δx pentru etalonarea nesimetrică, în funcție de eroarea corespunzătoare unei etalonări simetrice echivalente.

În figura 7 este reprezentată calitativ eroarea δx în funcție de x, pentru Δ și x_0 date. Curba este similară cu cea din figura 2, fiind translată cu x_0 pe direcția axei x și cu $F(x_0, \Delta)$ pe direcția axei δx. Pentru desen s-a ales $x_0 \in (0, x_M)$, unde x_M este abaterea corespunzătoare erorii maxime δx_M din cazul etalonării simetrice.

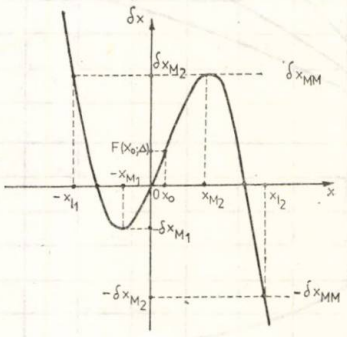


Fig. 7

Se observă că extremele erorii δx sînt atinse în acest caz la abaterile :

$$-x_{M1} = -x_M + x_0, \tag{44}$$

$$x_{M2} = x_M + x_0 \tag{45}$$

și au, respectiv, valorile :

$$-\delta x_{M1} = -\delta x_M + F(x_0, \Delta), \tag{46}$$

$$\delta x_{M2} = \delta x_M + F(x_0, \Delta). \tag{47}$$

Eroarea sistematică absolută maximum-maximorum, din domeniul de etalonare, este :

$$\delta x_{MM} = \max(|\delta x_{M1}|, |\delta x_{M2}|) \tag{48}$$

și, în situația din figura 7, are valoarea $\delta x_{MM} = \delta x_{M2}$. În figura 8 sînt reprezentate δx_{M1}, δx_{M2} și δx_{MM}, în funcție de x_0, pentru $\Delta =$ const . Se observă că valorile minime ale lui δx_{MM} corespund translărilor $x_0 = 0, \pm\Delta$.

Cazul $x_0 = 0$, respectiv $B = 1$, corespunde etalonării simetrice, discutată anterior.

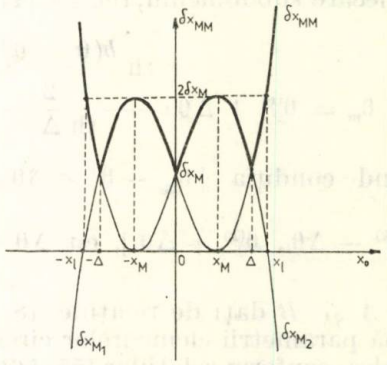


Fig. 8

Cazul $x_0 = \Delta$, corespunde deplasării întregului domeniu de etalonare în plaja $x > 0$, iar cazul $x_0 = -\Delta$, deplasării în plaja $x < 0$. Deoarece $F(\pm\Delta; \Delta) = 0$ (figura 2), rezultă că pentru aceste cazuri curba de eroare este translată numai în lungul axei x, astfel încît $\delta x_{MM} = \delta x_M$.

Limitele domeniului de lucru — x_{l1} și x_{l2} se obțin din condițiile :

$$\delta x|_{x=-x_{l1}} = \delta x_{MM}, \tag{49}$$

$$\delta x|_{x=x_{l2}} = -\delta x_{MM}, \tag{50}$$

pentru $x \neq x_{M1}, x_{M2}$, care conduc la ecuațiile :

$$f(-x_{l1} - x_0; \Delta) = \begin{cases} F(-x_l; \Delta); \\ x_0 \in (-\infty, -\Delta) \cup (0, \Delta), \\ -F(x_l; \Delta) - 2F(x_0; \Delta); \\ x_0 \in (-\Delta, 0) \cup (\Delta, \infty), \end{cases} \tag{51}$$

$$F(x_{l2} - x_0; \Delta) = \begin{cases} F(x_l \Delta); \\ x_0 \in (-\Delta, 0) \cup (\Delta, +\infty), \\ -F(x_l; \Delta) - 2F(x_0; \Delta); \\ x_0 \in (-\infty, -\Delta) \cup (0, \Delta). \end{cases} \tag{52}$$

În figura 9 sînt reprezentate calitativ limitele domeniului de lucru în funcţie de x_0. Se observă că, pentru $x_0 = 0, \pm \Delta$, lărgimea domeniului de lucru este $2x_l$, ca în cazul etalonării simetrice corespunzătoare unui aceluiaşi

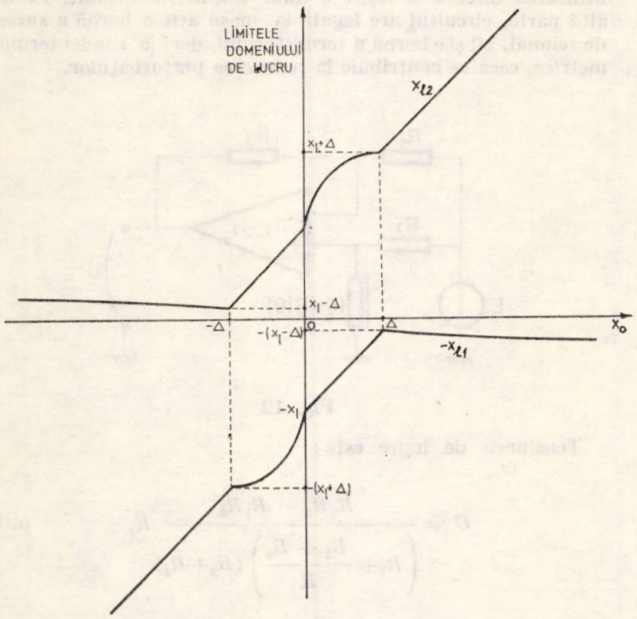


Fig. 9

Δ şi că este mai mare pentru celelalte valori ale lui x_0. Acest avantaj este numai aparent, deoarece pentru aceste valori eroarea δx_{MM} creşte foarte mult. Pentru a aprecia mai exact performanţele unui circuit de măsurare a temperaturii, se poate defini un factor de merit :

$$M = \frac{x_{l1} + x_{l2}}{\delta x_{MM}}, \qquad (53)$$

prin raportul dintre lărgimea domeniului de lucru şi eroarea absolută sistematică maxim-maximorum.

Din figura 10 se observă că acest factor de merit este maxim la $x_0 = 0$, respectiv pentru etalonarea simetrică şi la $x_0 = \pm \Delta$, cazuri în care punctul de referinţă este la unul din capetele domeniului de etalonare, astfel încît acesta este fie numai pozitiv, fie numai negativ. Aceste situaţii nu sînt în fond diferite principial faţă de etalonarea simetrică, constînd într-o simplă translare a domeniilor de etalonare şi de lucru.

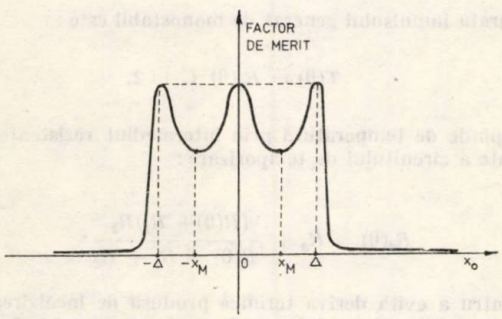


Fig. 10

4. Rezultate experimentale şi concluzii

S-a construit un circuit de măsurare prin conversie temperatură-durată, de tipul celui din anexa 3, impunîndu-se o eroare sistematică maximă de 0,01 °C în domeniul 20 ÷ 40°C.

S-a utilizat un termistor cu $R(0) = 1\,603{,}5\Omega$ şi $b = 0{,}02452$ grd^{-1}, un oscilator cu cuarţ pe frecvenţa $f = 12{,}981$ MHz, un condensator cu policarbonat, de capacitate $C = 3{,}289$ μF şi un monostabil integrat tip CDB 4121 E.

S-au ales factorul de scară $P = 100$ grad^{-1}, temperatura de referinţă $\theta_0 = 30$ °C şi semilărgimea intervalului de etalonare (simetrică) $\Delta\theta = 8$°C. Relaţia (15) dă $\Delta = 0{,}098$, pentru care rezultă $x_M = 0{,}05658$ din relaţia (36), $x_l = 0{,}11329$ din (37) şi $\delta x_M = 8 \cdot 10^{-5}$ din figura 4.

Ca urmare, eroarea absolută sistematică maximă este $\delta\theta_M = 6{,}5 \cdot 10^{-3}$ °C (relaţia 31), iar limitele domeniului de lucru sînt $\theta_{l1} = 20$°C, $\theta_{l2} = 40$ °C (relaţia 35), astfel încît condiţiile de proiectare sînt satisfăcute.

Din relaţiile (8) şi (9) rezultă $A = 8189{,}4$ şi $B = 1$, astfel încît din (69) şi (70) se obţin :

$$R_2 = \frac{A(B+1)\,R(\theta_0)}{f\,C \ln 2} = 652{,}4\ \Omega,$$

$$R_1 = B \cdot R(\theta_0) - R_2 = 116{,}5\ \Omega.$$

Rezistoarele R_1 şi R_2 au fost realizate prin trimerizarea adecvată a unor rezistoare cu peliculă metalică.

Rezistorul R_3 a fost cu peliculă metalică, avînd valoarea nominală 1 kΩ şi valoarea reală $R_3 = 997{,}6\ \Omega$.

Iniţializarea numărătorului, conform relaţiei (71), s-a luat $N_0 = 43\,631$, dintre care numai ultimii patru digiţi sînt semnificativi.

Calibrarea experimentală a aparatului a verificat validitatea proiectării, eroarea fiind de ordinul 0,01°C pe întregul domeniu de lucru 20 ÷ 40°C şi avînd o variaţie cu temperatura de tipul celei prezise de teoria prezentată.

Este remarcabil faptul că variaţia mărimii de ieşire în funcţie de temperatură are o aceeaşi formă pentru tipurile relativ diferite de circuite de măsurare, ceea ce permite dezvoltarea unei teorii unitare a erorilor sistematice — de metodă, care să fundamenteze proiectarea. Totodată, trebuie observat faptul că, cu excepţia circuitelor foarte ieftine, pentru care simplitatea constructivă este factorul determinant, etalonarea simetrică pare mai avantajoasă în raport cu etalonarea nesimetrică.

ANEXA 1

Circuite de măsurare în punte

Circuitele de măsurare cele mai frecvent utilizate sînt circuitele în punte, avînd, de obicei, trei rezistoare liniare şi un termistor (figura 11).

Puntea este alimentată pe una din diagonale de la o sursă de semnal, iar semnalul de ieşire este reprezentat de tensiunea U pe cealaltă diagonală. Puntea se echilibrează la temperatura de referinţă θ_0, tensiunea de ieşire U, la o temperatură θ din domeniul de lucru, fiind o măsură a abaterii $(\theta - \theta_0)$. Semnalul de ieşire poate fi citit pe un voltmetru analogic sau digital, etalonat direct în temperaturi, sau poate fi prelucrat în continuare, în vederea afişării sau transmiterii către periferice.

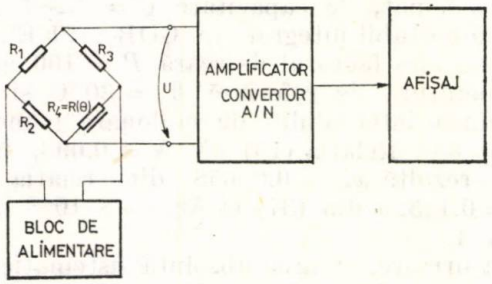


Fig. 11

Pentru a evita deriva termică provocată de încălzirea termistorului prin efect Joule, fără a reduce amplitudinea semnalelor şi, implicit, sensibilitatea circuitului, se poate utiliza o sursă de intrare în impulsuri, cu factor de umplere redus. Detecţia sincronă a semnalului de ieşire sau amplificarea legată în fază permit creşterea suplimentară a raportului semnal/zgomot efectiv, mărind acurateţea măsurătorilor.

Introducînd un al doilea termistor în punte, circuitul poate fi utilizat pentru măsurători diferenţiale de temperatură.

Puntea alimentată de la o sursă ideală de tensiune E are tensiunea de ieşire :

$$U = \frac{R_2R_3 - R_1R_4}{(R_1 + R_3)(R_2 + R_4)} E. \tag{54}$$

Pentru $R_4 = R(\theta) = R(0)e^{-b\theta}$, conform relaţiei (1), şi echilibrînd puntea la temperatura θ_0, rezultă $U(\theta) = u\,(\theta - \theta_0)$, de forma (5), cu :

$$A = \frac{R_1}{R_1 + R_3} E, \tag{55}$$

$$B = \frac{R_2}{R(\theta_0)}. \tag{56}$$

Puntea alimentată de la o sursă ideală de curent J are tensiunea de ieşire :

$$U = \frac{R_2R_3 - R_1R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} J, \tag{57}$$

care, ca în cazul precedent, ia forma (5), cu :

$$A = R_1 J, \tag{58}$$

$$B = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R(\theta_0)}. \tag{59}$$

ANEXA 2

Circuit de măsurare cu amplificator operaţional

Circuitul din figura 12 este o variantă de circuit în punte, utilizînd un amplificator operaţional care prezintă avantajul unei impedanţe reduse de ieşire, suficientă pentru a permite utilizarea directă la ieşire a unui voltmetru obişnuit. Pe de altă parte, circuitul are legate la masă atît o bornă a sursei de semnal, cît şi o bornă a termistorului, deci la sondei termometrice, ceea ce contribuie la reducerea perturbaţiilor.

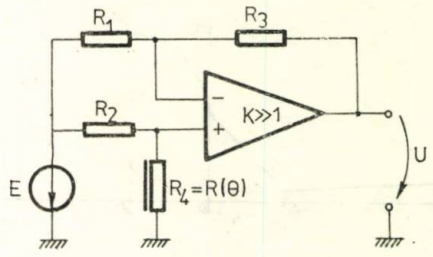


Fig. 12

Tensiunea de ieşire este :

$$U = \frac{R_2R_3 - R_1R_4}{\left(R_1 + \dfrac{R_1 + R_3}{K}\right)(R_2 + R_4)} E, \tag{60}$$

unde $K \gg 1$ este amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului operaţional.

Pentru $R_4 = R(\theta)$ şi $U(\theta_0) = 0$, relaţia (60) poate fi pusă sub forma (5) cu :

$$A = \frac{R_1}{R_1 + \dfrac{R_1 + R_3}{K}} E \approx E, \tag{61}$$

$$B = \frac{R_2}{R(\theta_0)}. \tag{62}$$

ANEXA 3

Circuit de măsurare cu conversia temperatură — durată

Un circuit de măsurare a temperaturilor, cu ieşirea numerică, avînd o parte analogică redusă şi o bună precizie şi reproductibilitate a citirilor poate fi realizat introducînd termistorul în circuitul de temporizare al unui monostabil integrat ca în figura 13.

Rezistoarele R_1, R_2 şi R_3 sînt utilizate pentru a asigura liniaritatea răspunsului numeric N în funcţie de temperatură.

Durata impulsului generat de monostabil este :

$$T(\theta) = R_e(\theta)\ C \ln 2, \tag{63}$$

şi depinde de temperatură prin intermediul rezistenţei echivalente a circuitului de temporizare :

$$R_e(\theta) = R_3 + \frac{(R(\theta) + R_1)R_2}{R(\theta) + R_1 + R_2}. \tag{64}$$

Pentru a evita deriva termică produsă de încălzirea prin efect Joule a termistorului, se utilizează un comutator electronic analogic care cuplează circuitul de temporizare la monostabil

numai pe durata foarte scurtă a măsurătorii. Același impuls de ACTIVARE, generat de blocul de comandă, pregătește monostabilul pentru declanșarea basculării prin impulsul de START. Pe durata $T(\theta)$ a impulsului generat, ieșirea monostabilului este la nivelul logic 1, permițînd trecerea prin poarta ȘI a impulsurilor de tact, de frecvență f, generate de un oscilator cu cuarț. Aceste impulsuri sînt contorizate de un numărător invers, inițializat la N_0, la începutul măsurătorii.

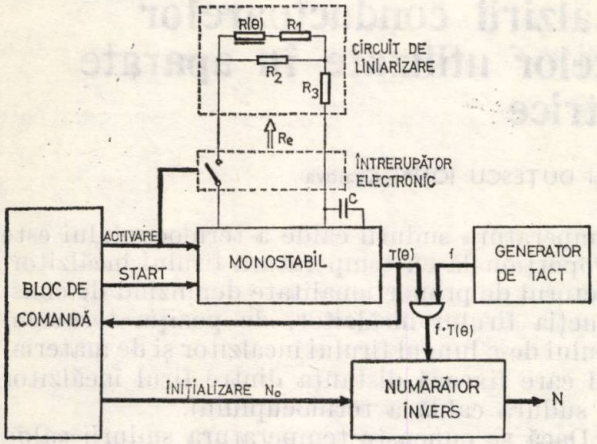


Fig. 13

Conținutul final al numărătorului reprezintă mărimea de ieșire:

$$N(\theta) = N_0 - f\,T(\theta), \tag{65}$$

care exprimă numeric temperatura măsurată:

$$N(\theta) = P \cdot \theta_m, \tag{66}$$

cu P — factorul de scală.

Impunînd condiția de anulare a erorii sistematice la temperatura de referință θ_0, sub forma:

$$N(\theta_0) = P \cdot \theta_0, \tag{67}$$

rezultă:

$$N(\theta) = N(\theta_0) + u(\theta - \theta_0), \tag{68}$$

unde $u(\theta - \theta_0)$ este de forma (5), cu:

$$A = \frac{fC \ln 2}{B + 1} \cdot \frac{R_2^2}{R(\theta_0)}, \tag{69}$$

$$B = \frac{R_1 + R_2}{R(\theta_0)}, \tag{70}$$

iar;

$$N(\theta_0) = N_0 - \frac{A}{B}\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right) - R_3 fC \ln 2 = P \cdot \theta_0. \tag{71}$$

Bibliografie

[1] *Cornwall, B. J.*, The Matching and Linearising of Thermistor Probes, World Medical Electronics, sept. 1965, p. 233—234.

[2] *Cristea, P., Tuduce, R.*, Design of Temperature Measuring Instruments Using Thermistors, 3rd International Symposium on Control Systems and Computer Science, vol. 3, București, 1979, p. 699—711.

[3] *Fleming, G.*, Precaution in the Physiological Application of Thermistors, J. Appl. Physiol., 13, nr. 3, 1958, p. 529.

[4] *Graeme, J. G., Tobey, G. E., Huelsman, L. P.*, Operational Amplifiers — Design and Applications, New York, Mc Graw-Hill, 1971, p. 202—204.

[5] *Stockert, J., Nave, E. R.*, Operational Amplifier Circuit for Linearizing Temperature Readings from Thermistors În: IEEE Trans. on Biomedical Engineering, march 1974, p. 164—165.

[6] *Trolander, H. W., Sterling, J. J.*, Behaviour o Thermistor at Biological Temperature. În: IRE Trans. Bio-Med. Electron., BME—9, apr. 1962, p. 142—144.

CZ 621.365.315.5

APARATE TERMOELECTRICE
TERMOELEMENTE
TEORIA SIMILITUDINII

Studiul privind calculul încălzirii conductoarelor termocuplelor și termoelementelor utilizate în aparate termoelectrice

PODEANU PETRE, CLIMOV VICTOR și DUȚESCU ION*—Craiova

Condițiile în care are loc încălzirea termoconductoarelor au o mare influență asupra stabilirii ecuației și a calculului efectiv al încălzirii lor.

Termocuplele au, de obicei, o sudură caldă, care se menține la o temperatură relativ constantă și care urmează a se stabili din tensiunea termoelectromotoare care apare între sudura caldă și cea rece. Se poate presupune că sudura rece și conductoarele care duc la instrumentul de măsură au aceeași temperatură și anume egală cu cea ambiantă. Dar, chiar dacă sudura rece este menținută la 0°C (apă cu gheață) diferența de 20°C pînă la cea ambiantă nu poate crea fluxuri calorice care să fie comparabile cu cele provenite de la sursa caldă. Astfel, pentru calcule se poate considera că firele care vin de la termocuplu (termocruce) sînt menținute în cursul măsurătorii la o înaltă temperatură constantă, iar capetele lor opuse, legate uneori la bornele masive ale instrumentelor au temperatura constantă a mediului ambiant. Fluxul principal provine de la sudura caldă și se propagă prin conductibilitate în firele de racord. O parte din acel flux se deviază în mediul ambiant prin convecție și radiație. Calculul trebuie să stabilească precis condițiile răcirii treptate a firelor pînă la bornele aparatelor. Eventual, se calculează și încălzirea prin efect Joule.

Termoelementele măsoară un curent (continuu sau alternativ) care trece printr-un fir încălzitor în contact direct sau indirect cu termocuplul. Firul încălzitor se încălzește de curentul de măsurat și cedează căldură prin convecția și radiația mediului ambiant, și prin conductibilitatea porțiunilor mai groase ale conductoarelor aferente ale curentului principal. Într-o primă aproximație acest ultim flux debitat se poate neglija.

Dacă sudura caldă a termocuplului este în contact direct cu firul încălzitor, atunci temperatura acestei suduri a termocuplului este egală cu temperatura firului încălzitor.

În cazurile cînd sudura caldă a termocuplului nu este în contact direct cu firul încălzitor, temperatura sudurii calde a termocuplului este proporțională cu temperatura firului încălzitor, factorul de proporționalitate depinzînd de construcția firului încălzitor, de poziția termocuplului de-a lungul firului încălzitor și de materialul care fixează distanța dintre firul încălzitor și sudura caldă a termocuplului.

Dacă se cunoaște temperatura sudurii calde a termocuplului și materialele termoelectrozilor din care este confecționat termocuplul, se poate găsi ușor, după curbe sau tabele corespunzătoare, tensiunea termoelectromotoare dezvoltată de termocuplu pentru curentul nominal în încălzitor. Termocuplul trebuie calculat astfel încît, pentru un material dat, să se obțină tensiunea termoelectromotoare maximă. Alegîndu-se materialul pentru firul încălzitor și adăugîndu-se un factor de siguranță (din condiția posibilității de suprasarcină), se stabilește temperatura maximă pentru care trebuie să se calculeze firul încălzitor al termocuplului.

Pentru ca firul încălzitor să suporte o suprasarcină (care de obicei este de 50...100%), temperatura normală trebuie să fie de două pînă la patru ori mai mică decît cea admisibilă. În consecință, tensiunea termoelectromotoare corespunzătoare deviației maxime a aparatului este cuprinsă, în general, în limitele a 2...25 mV.

Materialul firului încălzitor trebuie să reziste la o temperatură maximă și să aibă o rezistivitate cît se poate de mare. Cele mai răspîndite materiale pentru fire încălzitoare care îndeplinesc condițiile de mai sus sînt: constantan, nicrom, wolfram, platin-rodiu, auro-paladiu — platină, iar caracteristicile lor sînt date în tabelul 1.

Aceste fire încălzitoare sînt dimensionate în funcție de intensitatea curentului care trebuie să circule prin ele, pentru a ajunge la o temperatură admisibilă fără să se distrugă, dar în același timp, să cedeze cantitatea de căldură sudurii calde a termocuplului, în vederea producerii tensiunii termoelectromotoare, care să acționeze dispozitivul de măsurat.

Întrucît temperatura crește proporțional cu pătratul curentului, temperatura activă se obține împărțindu-se temperatura maximă admisibilă pentru materialul dat la pătratul factorului de suprasarcină. Astfel, dacă se folo-

* Dr. ing. *Podeanu, P.* și *Climov, V.* sînt lectori, iar ing. Duțescu, I. este asistent la Facultatea de electrotehnică a Universității Craiova.

Tabelul 1

Materiale pentru firul încălzitor cu caracteristicile lor

Materialul firului	Temperatura admisibilă de încălzire, °C	Rezistivitatea, $\Omega m \cdot 10^{-8}$	Coeficient de temperatură, % la 10°C (0....100°C)
Constantan	500	50	$-0{,}01 \div -0{,}04$
Wolfram (în vid)	3 000	5,6	4,5
Nicrom (Nichel-crom)	1 000	100—110	$+0{,}1 \div -0{,}4$
Cromel	1 000	68	+0,5
Copel	600	47	+0,15
Platin-rodiu	1 300	34	+0,75
Platină	1 300	11	+3,5
Auropaladiu-platină	1 000	36	+0,2

seşte drept fir încălzitor o sîrmă de wolfram a cărui temperatură admisibilă în vid este de 3 000°C, iar factorul de suprasarcină 1,5, temperatura activă este :

$$\frac{3\,000}{1{,}5^2} = 1\,330 \ [°C].$$

1. Încălzirea unui fir prin curent. Stare staţionară

Se consideră firul încălzitor din aparatele termoelectrice, conductor cilindric circular, cu diametrul d, secţiunea S, perimetrul p şi lungimea l mult mai mare decît diametrul d (fig. 1).

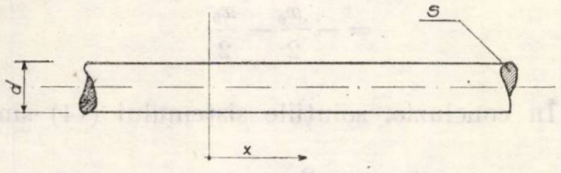


Fig. 1. Elementele firului încălzitor.

Stabilirea ecuaţiei se face pe baza bilanţului energetic; căldura ce se naşte în unitatea de volum şi în unitatea de timp (debitul) se consideră la curenţi constanţi. Este cazul aparatelor care funcţionează în regim permanent, prin care circulă un curent în timp îndelungat. Studiul încălzirii şi răcirii conductoarelor se face mai amănunţit, pe baza ecuaţiei bilanţului termic aplicat la întreg conductorul şi considerînd că nu se face transmisia de căldură prin conducţie în lungul conductorului.

Starea staţionară implică :

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial t} = 0 \ ; \ I = \text{const.}$$

În acest caz echilibrul termic este dat de egalitatea dintre energia consumată şi cantitatea de căldură cedată, adică :

$$W = \frac{I^2 R}{Sl} = I^2 \frac{1}{Sl} \frac{\rho l_2}{S} = \rho J^2, \ \frac{W}{cm^3}. \tag{1}$$

Căldura cedată prin suprafaţa laterală este :

$$Q = \alpha \cdot p \cdot l\theta,$$

unde :

α este coeficientul de cedare a căldurii, în $W/cm^2 \ °C$;
p — perimetrul firului, în cm ;
l — lungimea firului, în cm ;
θ — supratemperatura raportată la temperatura mediului ambiant ;
Sl — volumul firului, în cm^3.

Cantitatea de căldură raportată la unitatea de volum este :

$$q = \alpha \frac{p}{S} \theta. \tag{2}$$

La echilibrul termic (starea staţionară) se obţine :

$$W = q \text{ sau } \rho J^2 = \alpha \frac{p}{S} \theta. \tag{2'}$$

Conductorul fiind circular de diametru d, are secţiunea :

$$S = \frac{\pi d^2}{4} \tag{3}$$

şi perimetrul $p = \pi d$, deci (3) devine :

$$\frac{S}{p} = \frac{d}{4}. \tag{3'}$$

Înlocuind (3') în (2') se obţine :

$$\theta = \frac{J^2 \rho}{\alpha p} = \frac{J^2 \rho \, d}{4\alpha}. \tag{4}$$

La $\vartheta < 300°C$ se manifestă numai fenomenul de convecţie, $\alpha = \alpha_c$ (radiaţia poate fi neglijată), aceasta constituind o primă aproximaţie cînd $\vartheta \equiv \theta$.

Din [2] rezultă :

$$\alpha_c = K \sqrt{\frac{\theta}{d}}, \tag{5}$$

unde :

$K = 1{,}25 \cdot 10^{-3}$, dacă d şi α_c se exprimă în unităţile de măsură d, mm şi α_c, $W/cm^2 \ °C$.

Înlocuind (5) în (4), rezultă, pentru $\theta = \theta_1$, (temperatura mică) :

$$\theta_1^{3/2} = J^2 \rho \frac{d^{3/2}}{4K}, \text{ sau } \theta_1 = \left(\frac{J^2 \rho}{4K} \right)^{2/3} d. \tag{6}$$

A doua aproximaţie constă în considerarea dependenţei liniare cu temperatura raportului ρ/α, de forma [2] :

$$\frac{\rho}{\alpha} = \left(\frac{\rho}{\alpha} \right)_0 (1 + \delta\theta), \tag{7}$$

în care caz, $\theta \equiv \theta_2$ (temperatura mare).

Înlocuind (7) în (4) se obține :

$$\theta_2 = J^2 \frac{d}{4} \left(\frac{\rho}{\alpha} \right)_0 (1 + \delta\theta_2), \text{ sau } \frac{\theta_2}{1 + \delta\theta_2} = \left(J^2 \frac{d}{4} \frac{\rho}{\alpha} \right)_0 . \quad (8)$$

Notînd :

$$\left(\frac{J^2 d\rho}{4\alpha} \right)_0 = \theta,$$

(8) devine :

$$\frac{\theta_2}{1 + \delta\theta_2} = \theta. \quad (9)$$

A treia aproximație se obține înlocuind parametrii de material care intervin în ecuația (4) cu expresii analitice care reflectă variația lor cu temperatura, cum ar fi expresia :

$$\alpha = \frac{\lambda \text{ aer}}{d} Nu. \quad (10)$$

Se poate considera soluția adimensională (criterială) de forma :

$$\theta = f(J \cdot \rho \cdot S \cdot p \cdot \alpha). \quad (11)$$

Pentru scrierea adimensională se aplică metoda teoremei π (Buckingham) [7].

Fie π mărimea adimensională de forma :

$$\pi = \theta^{x_1} \cdot J^{x_2} \rho^{x_3} S^{x_4} p^{x_5} \alpha^{x_6}. \quad (12)$$

Se exprimă (12) în sistemul internațional (SI) de unități de măsură :

$$\pi = [\theta]^{x_1} \cdot [J]^{x_2} \cdot [\rho]^{x_3} \cdot [S]^{x_4} \cdot [p]^{x_5} \cdot [\alpha]^{x_6}, \quad (13)$$

unde :

$$\theta = [K]; \; J = [A/m^2]; \; \rho = \left[\frac{kg \cdot m^3}{A^2 s^3} \right];$$

$$S = [m^2]; \; p = [m]; \; \alpha = [kg/m^3 k].$$

În acest caz (13) devine :

$$\pi = \text{grad}^{*x_1} \frac{A^{x_2}}{m^{2x_2}} \frac{kg^{x_3} m^{-3x_3}}{A^{2x_3} s^{3x_3}} \cdot m^{2x_4} \cdot m^{x_5} \cdot \frac{Kg^{x_6}}{s^{3x_6} \text{ grad}^{x_6}},$$

sau după ordonarea termenilor :

$$\pi = \text{grad}^{(x_1 - x_6)} A^{x_2 - 2x_3} \cdot m^{3x_3 + 2x_4 + x_5 - 2x_2} \cdot kg^{x_3 + x_6} \cdot s^{-3x_3 - 3x_6}.$$

Deoarece π este adimensional, se poate scrie sistemul de ecuații :

$$\left.\begin{aligned} x_1 - x_6 &= 0 \\ x_2 - 2x_3 &= 0 \\ 3x_3 + 2x_4 + x_5 - 2x_2 &= 0 \\ x_3 + x_6 &= 0 \\ -3x_3 - 3x_6 &= 0 \end{aligned}\right| \cdot \quad (14)$$

Considerînd arbitrar x_6 din (14) rezultă succesiv soluțiile sistemului :

$$\left.\begin{aligned} x_1 &= x_6; \quad x_3 = -x_6; \\ x_2 - 2x_3 &= 0 \\ 3x_3 + 2x_4 + x_5 - 2x_2 &= 0 \end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left\{\begin{aligned} x_2 + 2x_6 &= 0 \\ -3x_6 + 2x_4 - 2x_2 &= -x_5 \end{aligned}\right.$$

$$x_2 = -2x_6;$$

$$x_4 = \frac{2x_2 + 3x_6 - x_5}{2} = \frac{-4x_6 + 3x_6 - x_5}{2} =$$

$$= -\frac{x_6}{2} - \frac{x_5}{2}.$$

În concluzie, soluțiile sistemului (14) sînt :

$$x_1 = x_6; \; x_2 = -2x_6; \; x_3 = -x_6; \; x_4 = -\frac{x_6}{2} - \frac{x_5}{2}, \quad (15)$$

necunoscutele x_5 și x_6 rămîn arbitrare, sistemul (14) avînd o dublă infinitate de soluții. Se adoptă pentru x_5 și x_6 sistemul de valori :

$x_5 = 1$; $x_6 = 0$ → varianta I;

$x_5 = 0$; $x_6 = 1$ → varianta II.

Pentru varianta I rezultă din (15) :

$$x_1 = 0; \; x_2 = 0; \; x_3 = 0; \; x_4 = -\frac{1}{2}.$$

Primul complex adimensional devine :

$$\pi_1 = \theta^0 \cdot J^0 \cdot \rho^0 \cdot S^{-1/2} \cdot p^1 \cdot \alpha^0 = \frac{p}{\sqrt{S}}. \quad (16)$$

Pentru varianta II rezultă din (15) :

$$x_1 = 1; \; x_2 = -2; \; x_3 = -1; \; x_4 = -\frac{1}{2}.$$

* grad în sensul unității de măsură a temperaturii.

Al doilea complex adimensonial devine :

$$\pi_2 = \theta^1 \cdot J^{-2} \cdot \rho^{-1} \cdot S^{-1/2} \cdot p^0 \cdot \alpha^1 = \frac{\theta \cdot \alpha}{J^2 \rho \sqrt{S}} \cdot \tag{17}$$

Complexul adimensional al întregii probleme este funcţia :

$$\pi = f(\pi_1, \pi_2), \tag{18}$$

care trebuie determinată.

Înlocuind (16) şi (17) în (18), rezultă :

$$\pi = f\left(\frac{p}{\sqrt{S}}, \frac{\theta \cdot \alpha}{J^2 \rho \sqrt{S}}\right) \cdot \tag{18'}$$

Din (18) se poate scrie că :

$$\pi_2 = \varphi(\pi_1), \tag{19}$$

sau din (18') rezultă :

$$\theta = \frac{J^2 \rho \sqrt{S}}{\alpha} \varphi\left(\frac{p}{\sqrt{S}}\right), \tag{19'}$$

urmînd a se determina funcţia φ.

Comparînd (19') cu (4), stabilită teoretic, se observă că :

$$\varphi(X) = \frac{1}{X},$$

deci :

$$\theta = \frac{J^2 \rho \sqrt{S}}{\alpha} \cdot \frac{1}{\frac{p}{\sqrt{S}}},$$

sau :

$$\theta = \frac{J^2 \rho \cdot \sqrt{S}}{\alpha} \frac{1}{\pi_1}, \tag{20}$$

unde π_1 este criteriul $\pi_1 = \frac{p}{\sqrt{S}}$.

Se introduce criteriul Nusselt :

$$Nu = \frac{\alpha d}{\lambda} \cdot \tag{21}$$

Cu (21) expresia $\frac{J^2 \rho \sqrt{S}}{\alpha}$ devine :

$$\frac{J^2 \rho \sqrt{S}}{\alpha} = \frac{J^2 \rho \sqrt{S}}{\frac{\lambda \cdot Nu}{d}} = \frac{J^2 \cdot \rho \cdot d \sqrt{S}}{\lambda \cdot Nu} =$$

$$= \frac{J^2 \rho d \sqrt{\frac{\pi d^2}{4}}}{\lambda \cdot Nu} \frac{\sqrt{\pi}}{2\lambda} J^2 \rho d^2 Nu^{-1}. \tag{22}$$

Cu (22) forma criterială a lui θ din (20) devine :

$$\theta = \frac{\sqrt{\pi}}{2\lambda} \cdot J^2 \cdot \rho \cdot d^2 \cdot Nu^{-1} \cdot \pi_1^{-1} \cdot \tag{23}$$

2. Difuzia căldurii într-un fir încălzitor. Starea staţionară

În cazul firului încălzitor utilizat pentru încălzirea sudurii calde a termocuplelor, secţiunea firului este mult mai mică decît a conductoarelor care susţin firul încălzitor. De aceea, capetele firului încălzitor sînt mai răcite prin contactele cu conductoarele de legătură decît porţiunea centrală, unde se leagă sudura caldă a temermocuplului.

Încălzirea staţionară şi la scurtcircuit pentru o răcire perfectă şi imperfectă la capete în siguranţe fuzibile a fost descrisă în [2] şi [3].

În continuare, deducerea se face pe baza teoriei similitudinii aplicînd transformata Laplace. Avantajele acestui procedeu constau în generalitatea calculului cu evidenţierea fazei staţionare, precum şi în uşurinţa deducerii.

Firul încălzitor se consideră de secţiune circulară cu o lungime mult mai mare decît diametrul. Calculul se poate adapta şi la alte secţiuni fără dificultăţi. Se consideră originea coordonatelor la mijlocul firului încălzitor (unde se conectează sudura caldă) şi se ia în considerare numai o jumătate de fir, avînd în vedere simetria. (fig. 2 şi fig. 3).

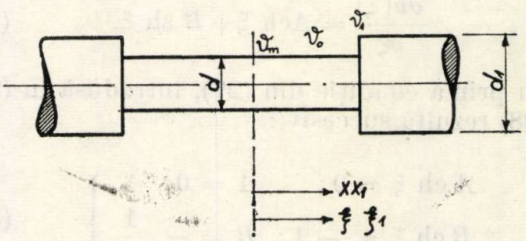


Fig. 2. Schema firului încălzitor.

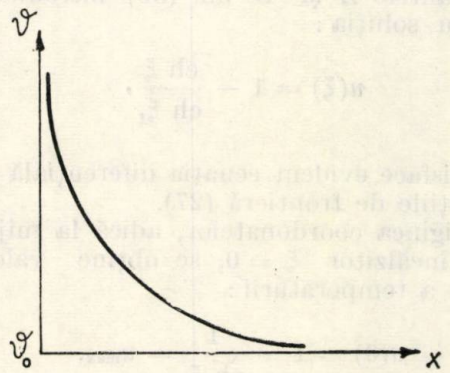


Fig. 3. Variaţia temperaturii cu distanţa.

Starea staţionară este caracterizată prin

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial t} = 0 \; ; \; J(t) = J_0. \tag{23}$$

Ecuația care caracterizează starea (23) este :

$$\lambda \frac{\partial \vartheta}{\partial x^2} - \frac{\alpha_4}{d} \vartheta + J_0^2 \rho = 0, \quad \frac{W}{cm^3}. \tag{24}$$

Notînd :

$$X = \sqrt{\frac{\lambda d}{4\alpha}}; \quad \xi = \frac{x}{X}; \quad u = \frac{\vartheta}{\theta}; \quad \theta = J_0^2 \frac{\rho \cdot d}{4\alpha}, \tag{25}$$

ξ și u fiind mărimi raportate.

Cu (25), ecuația (24) devine :

$$\frac{d^2u}{d\xi^2} - u + 1 = 0. \tag{26}$$

Condițiile de frontieră ale ecuației (26) sînt :

$$\left.\begin{aligned} u'(x) &= 0 \text{ la } \xi = 0, \\ u(0) &= 0 \text{ la } \xi = \frac{1}{X} = l\sqrt{\frac{4\alpha}{\lambda d}} \end{aligned}\right\}, \tag{27}$$

prima condiție fiind de simetrie la $\xi = 0$.

Pentru ecuația omogenă (26) se încearcă soluția de forma :

$$u(\xi) = A \operatorname{sh} \xi + B \operatorname{ch} \xi + 1, \tag{28}$$

pe care o derivăm în raport cu variabila ξ :

$$\frac{\partial u(\xi)}{\partial \xi} = A \operatorname{ch} \xi + B \operatorname{sh} \xi. \tag{29}$$

Cu prima condiție din (27), introdusă în (29) și (28) rezultă succesiv :

$$\left.\begin{aligned} A \operatorname{ch} \xi &= 0; \quad A = 0 \\ B \operatorname{ch} \xi &= -1; \quad B = -\frac{1}{\operatorname{ch} \xi} \end{aligned}\right\}. \tag{30}$$

Cosntantele A și B din (30) introduse în (28) dau soluția :

$$u(\xi) = 1 - \frac{\operatorname{ch} \xi}{\operatorname{ch} \xi_1}, \tag{31}$$

care satisface evident ecuația diferențială (26) și condițiile de frontieră (27).

În originea coordonatelor, adică la mijlocul firului încălzitor $\xi = 0$, se obține valoarea maximă a temperaturii :

$$u(0) = 1 - \frac{1}{\operatorname{ch} \xi_1} = u_{max}.$$

Derivata sau gradientul :

$$\frac{\partial u}{\partial \xi} = -\frac{\operatorname{sh} \xi}{\operatorname{ch} \xi_1} < 0, \tag{32}$$

fiind continuu negativă, înseamnă că de la mijlocul firului temperatura scade din ce în ce mai repede, în schimb crește fluxul de căldură specifică îndreptat spre borne :

$$q(\xi) = -\lambda \operatorname{grad} u = \lambda \frac{\operatorname{sh} \xi}{\operatorname{ch} \xi_1}, \tag{33}$$

care pentru $\xi = \xi_1$ devine :

$$q(\xi_1) = \lambda \operatorname{th} \xi_{1max}. \tag{35}$$

Din acest motiv, în cazul firului încălzitor este important ca bornele marginale să aibe o masă relativ mare, spre a putea absorbi fluxul $q(\xi_1)$, fără a ridica temperatura în acele puncte.

3. Difuzia căldurii într-un fir de la un capăt încălzit stare staționară

Sudura caldă a termocuplului este așezată pe mijlocul firului încălzitor, punct în care temperatura firului are valoarea maximă. Capetele termoconductoarelor care formează termocuplul vor avea temperatura firului încălzitor. Această valoare a temperaturii scade pe lungimea firului conductor pînă la valoarea temperaturii de referință (0°C, 20°C, 50°C) — temperatura sudurii reci a termocuplului.

Ecuația diferențială (24) în ipoteza $I = 0$, $J = 0$ devine :

$$\frac{d^2\vartheta}{dx^2} - \frac{4\alpha}{\lambda d} \vartheta = 0, \tag{35}$$

care se transformă în ecuația diferențială adimensională folosind (25) :

$$\frac{d^2u}{dx^2} - u = 0, \text{ cu } \xi \to x. \tag{36}$$

Se consideră distanța x în cm, iar capătul firului (unul din firele termocuplului) lipit pe firul încălzitor a cărui temperatură este U.

Cu condițiile la limită :

$$\left.\begin{aligned} u &= U \quad \text{la} \quad x = 1/X = x_1 \\ u &= 0 \quad \text{la} \quad x = 0, \end{aligned}\right\}, \tag{37}$$

ecuația diferențială (36) devine :

$$\left.\begin{aligned} u &= Ae^x + Be^{-x} \\ u' &= Ae^x - Be^{-x} \\ u'' &= Ae^x + Be^{-x} \end{aligned}\right\}. \tag{38}$$

Determinarea constantelor de integrare A și B se face cu condițiile (37) :

$$\left.\begin{aligned} x &= \frac{1}{X} \to U = Ae^{1/X} + Be^{-1/X} \\ x &= 0 \quad \to 0 = A + B \end{aligned}\right\}, \tag{39}$$

din sistemul (39) rezultînd :

$$A = -B = \frac{U}{e^{1/X} - e^{-1/X}},$$

care, introduse în prima ecuaţie din (38) determină :

$$u = \frac{U(e^{x} - e^{-x})}{e^{1/X} - e^{-1/X}} = \frac{U \operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1} = U \frac{\operatorname{sh}(\xi/X)}{\operatorname{sh}(1/X)}. \tag{40}$$

Din (40) rezultă :

$$\frac{u}{U} = \frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1},$$

care este funcţie de x şi de x_1.

Deoarece $0 < \xi < l$ rezultă $0 \leqslant x \leqslant x_1$. Din monotonia funcţiei sinus hiperbolic, adică $\operatorname{sh} x \leqslant \operatorname{sh} x_1$, rezultă, în final :

$$f(x, x_1) = \frac{u}{U} = \frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1} \leqslant 1. \tag{41}$$

Influenţa asupra difuziei a lui x şi x_1 se prezintă separat mai jos :

a) Influenţa lui x în ipoteza $x_1 = \text{const}$:

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{1}{\operatorname{sh} x_1} \frac{\partial \operatorname{sh} x}{\partial x} = \frac{\operatorname{ch} x}{\operatorname{sh} x_1} > 0, \tag{42}$$

deci, rezultă că $\frac{u}{U} = f(x, x_1)$ este crescător în raport cu x (fig. 4).

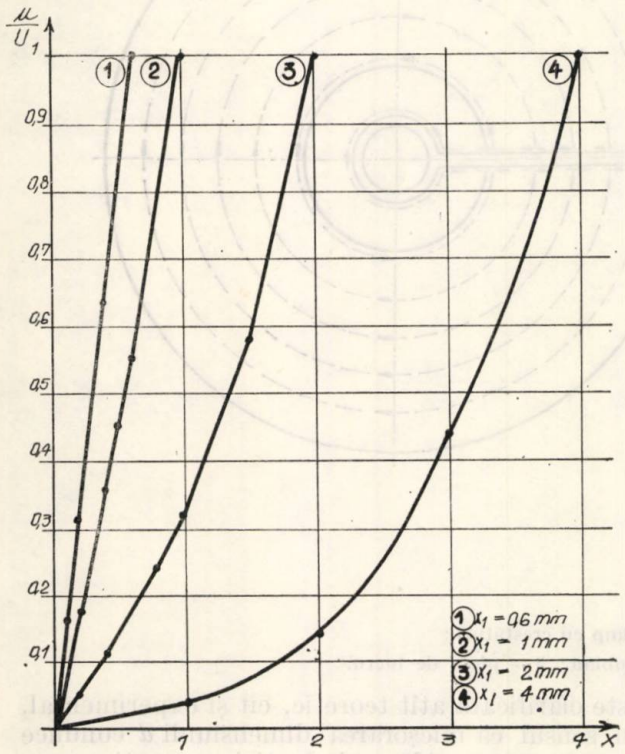


Fig. 4. Curbele $\frac{u}{U} = f(x)$ pentru $x_1 = \text{const}$.

b) Influenţa lui x_1 în ipoteza $x = \text{const}$:

$$\frac{\partial f}{\partial x_1} = \frac{\partial}{\partial x_1} \frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1} = \operatorname{sh} x \left(-\frac{\operatorname{ch} x_1}{\operatorname{sh}^2 x_1} \right) < 0, \tag{43}$$

deci, pe măsură ce x_1 creşte, respectiv l, u scade continuu la acelaşi x, deoarece $x_1 < 0$.

c) Gradientul de temperatură :

$$\operatorname{grad} u = -\frac{\partial u}{\partial x},$$

este fluxul spre $-x$, la $x = 0$:

$$\left.\frac{\partial f}{\partial x}\right|_{x=0} = \frac{l}{\operatorname{sh} x_1}, \tag{44}$$

adică gradientul în origine ($x = 0$) creşte pe măsură ce $\operatorname{sh} x_1$ respectiv $x_1 \to l$, lungimea firului scade. Aceasta se explică deoarece capătul cald se apropie de cel rece.

Pe măsură ce lungimea creşte, capătul cald se depărtează de cel rece, fluxul în origine scade cînd $\operatorname{sh} x_1$, x_1, l cresc.

4. Concluzii

1. Studiul efectuat tratează analitic calculul, proiectarea şi dimensionarea termoconductoarelor utilizate în termoelemente şi termocuple.

2. Aplicînd teoria similitudinii şi analiza dimensională la calculul analitic al încălzirii unui fir prin curent, se observă că o parte din parametrii de calcul se pot concentra în mărimi caracteristice fără dimensiuni, denumite „criterii", aceasta conducînd la simplificarea dimensionării termoconductoarelor.

3. Se studiază teoretic cu ajutorul ecuaţiilor diferenţiale încălzirea firelor termoelementelor, cît şi a firelor care formează termocuplul.

4. Din studiul prezentat, rezultă influenţa asupra difuziei a mărimilor caracteristice ale firelor : diametrul, lungimea, coeficientul de conductibilitate, gradientul în origine.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Calculul filamentelor lămpilor de foarte joasă tensiune, Electrotehnica, 1953, nr. 6, p. 23.

[2] *Avramescu, A.* Posibilităţi de dimensionare termică a siguranţelor fuzibile. Comunicările Acad. RSR, **tom V** nr. 4, 1955.

[3] *Podeanu, P.* Contribuţii la studiul teoretic şi experimental al termoconductoarelor în aparatele de măsură termice. Teză de doctorat, I. P. Bucureşti, 1974.

[4] *Vlădea, Ioan.* Tratat de termodinamică tehnică şi transmiterea căldurii, E.D.P., Bucureşti, 1974.

[5] *Hamburger, L.* Introducere în teoria propagării căldurii, Ed. Acad. RSR, Bucureşti, 1956.

[6] * * * Manualul inginerului electrician **vol. IV**, E.T. Bucureşti, 1956.

[7] *Voskresenski, C. D.* Culegere de probleme de transmisia căldurii, Ed. Energetică de stat 1953.

CZ 621.3.013 ; 621.3.052

CONCENTRATOR DE CIMP
DEFORMAREA ELECTROMAGNETICĂ
CIMP MAGNETIC

Proprietăți dimensionale ale concentratorului de cîmp cu crestături

MIHAI ȘERBĂNESCU și MARCEL LIHAȚCHI* — București

Concentratorii de cîmp cu crestături [1 — 3] reprezintă o clasă relativ largă de concentratori, cuprinzînd, în principal, concentratorul cu bobine serie, concentratorul cu bobină elicoidală și concentratorul cu bobine paralel. Studiul comparativ al acestora, referitor la eficiența și valoarea maximă a inducției magnetice produse [4], a relevat faptul că fiecare tip poate fi folosit în mod optim numai într-un anumit domeniu al energiei bateriei de condensatoare. Pentru deformarea electromagnetică, la care în mod obișnuit energia este cuprinsă între 4 și 12 kJ, este preferat concentratorul cu crestături și bobine paralel.

Problema care apare întotdeauna însă la construirea unui astfel de dispozitiv, este modul de stabilire a dimensiunilor geometrice în zona interioară (de cîmp intens) a concentratorului. Dificultățile rezultă nu numai prin influențarea directă a efectului de concentrare a cîmpului electromagnetic, ci și indirect prin implicarea unor dimensiuni corespunzătoare ale zonei exterioare a concentratorului, deci prin modificarea inductivității concentratorului și a rezistenței bobinajului acestuia, așadar, și a curentului de excitație.

Dacă influența grosimii d a interstițiului dintre pragul concentratorului și piesă (fig. 1)

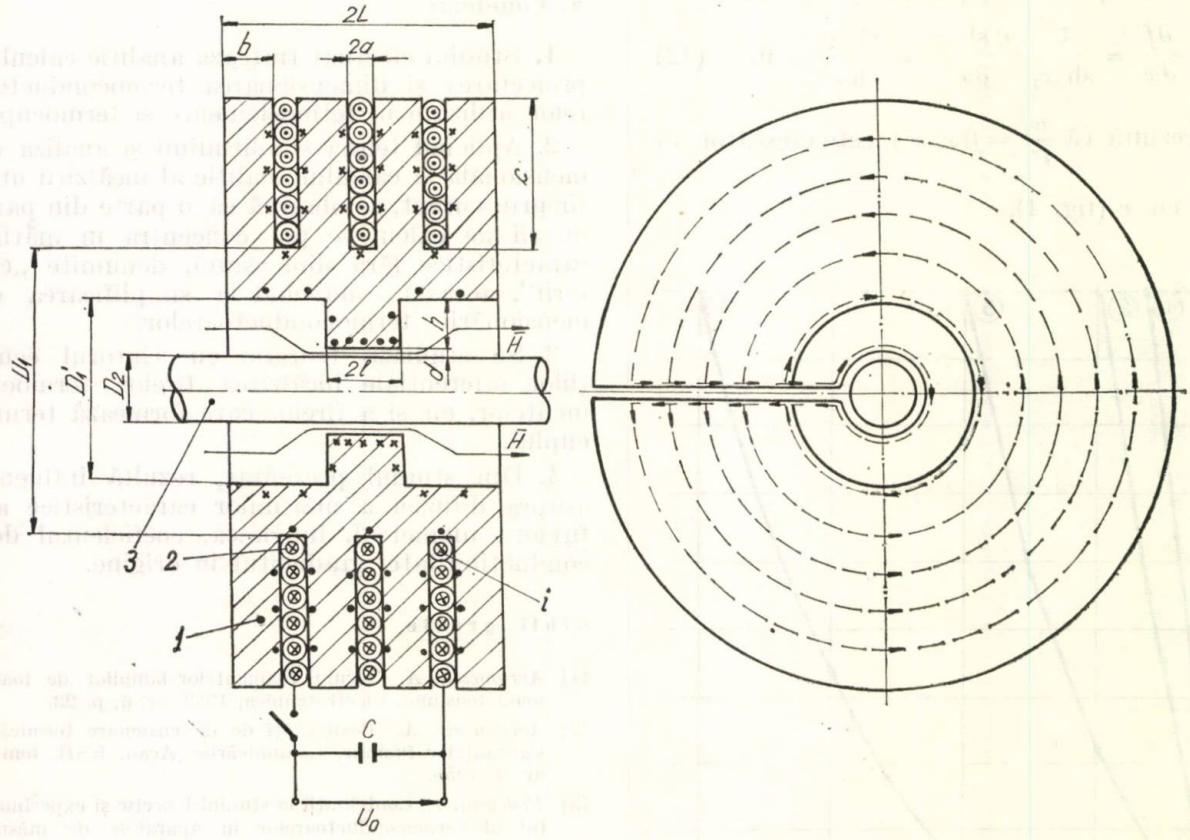


Fig. 1. Concentratorul de cîmp cu crestături :
1 — corpul concentratorului ; 2 — bobină ; 3 — piesa de lucru.

este clarificată atît teoretic, cît și experimental, în sensul că micșorarea dimensiunii d conduce la creșterea rapidă a inducției magnetice realizate, asupra efectului celorlalte dimensiuni există doar cercetări empirice insuficiente [5].

* Dr. ing. *Șerbănescu M.* este șef de lucrări la Catedra de măsuri și aparate electrice din Institutul politehnic — București, iar ing. *Lihațchi M.* este inginer la I.R.N.R. — Mangalia.

În această lucrare se stabilește dependența dintre intensitatea cîmpului magnetic produs și principalele dimensiuni geometrice ale concentratorului de cîmp cu crestături, utilizat la deformarea electromagnetică a metalelor.

1. Parametrii electrici și magnetici ai concentratorului și intensitatea cîmpului magnetic produs

Intensitatea cîmpului magnetic în zona de cîmp intens a concentratorului [6, 7] este :

$$H(x,\ t) = H_0(t)\, f\,(x), \tag{1}$$

unde :

$$H_0(t) = qJ_1(t)\,\frac{\dfrac{a}{2}\ln\dfrac{1+2e^{\frac{\pi c}{2a}}\left(1+\sqrt{1+e^{-\frac{\pi c}{2a}}}\right)}{3{,}071\,(1-u^2)}}{2d\ln\left(1+\frac{h}{2d}\right)+h\ln\left(1+\frac{2d}{h}\right)+\pi\dfrac{Ld+ld}{d+h}-1{,}386\,d} = qJ_1(t)F \tag{2}$$

și reprezintă intensitatea cîmpului magnetic la suprafața piesei de lucru în dreptul mijlocului pragului, iar $f(x)$ este o funcție de punct care reduce mărimea lui H pe măsură ce punctul se îndepărtează de mijlocul pragului.

Cu q s-a notat numărul de crestături ale concentratorului, u este o funcție tabelată în [6], iar densitatea lineică de curent $J_1(t)$ este :

$$J_1(t) = \frac{i(t)}{q\,(c-a)}, \tag{3}$$

în care $i(t)$ reprezintă curentul la bornele concentratorului de cîmp.

În dreptul mijlocului pragului funcția $f(x)$ are valoarea 1, astfel încît valoarea maximă H_M a cîmpului magnetic în acest punct se obține în momentul t_M al maximului curentului :

$$H_M = H_0(t_M) = H_0(i_M), \tag{4}$$

unde :

$$t_M = \frac{1}{\omega}\operatorname{arctg}\frac{\omega}{\alpha}, \tag{5}$$

iar :

$$i_M = \frac{U_0}{L_t\sqrt{\omega^2+\alpha^2}}\,e^{-\alpha t_M}. \tag{6}$$

Pentru circuitul de descărcare din figura 1 s-au notat :

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2-\alpha^2};\quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_t C}};\quad \alpha = \frac{R_t}{2L_t}, \tag{7}$$

unde :

$$L_t = L_e + L_c\ ;\quad R_t = R_e + R_c, \tag{8}$$

în care L_e și R_e reprezintă inductivitatea echivalentă, respectiv rezistența echivalentă a căilor de curent, bateriei de condensatoare și a aparatului de conectare, iar L_c și R_c reprezintă inductivitatea concentratorului, respectiv rezistența bobinajului său. Pentru acestea din urmă sînt valabile relațiile :

$$L_c = \pi\mu_0\frac{N^2}{q(c-a)}\left[\frac{a}{2}(D_1+c)+qFd_e(D_2-\delta_p+d_e)\right], \tag{9}$$

$$R_c = \frac{D_1+c}{d_e}\frac{N}{q}\sqrt{\frac{\pi\mu_0}{\sigma\delta}}\sqrt{f}, \tag{10}$$

cu $d_e = d + \dfrac{\delta c}{2} + \dfrac{\delta p}{2}$, în care δ_c și δ_p sînt adîncimile de pătrundere în semispațiul conductor pentru materialul concentratorului, respectiv al piesei. S-au mai notat :

N — numărul de spire dintr-o crestătură ;

σ — conductivitatea electrică a conductorului de bobinaj ;

$f = \dfrac{\omega}{2\pi}$ — frecvența curentului oscilatoriu amortizat.

2. Influența parametrilor geometrici ai concentratorului

S-a ales un concentrator de cîmp cu bobine paralel, avînd următoarele mărimi caracteristice :

$$q = 2\ ;\qquad b = 12\ \text{mm}\ ;$$

$$N = 6\ ;\qquad \frac{D_1 - D_1'}{2} = 30\ \text{mm}.$$

$$a = 4\ \text{mm}\ ;$$

Concentratorul s-a considerat ca fiind din aliaj Cu—Cr, cu bobinajul din cupru. Circuitul de descărcare a avut următorii parametri :

$$C = 200\ \mu\text{F}\ ;\qquad L_e = 0{,}2\ \mu\text{H}\ ;$$

$$U_0 = 10\ \text{kV}\ ;\qquad R_e = 10\ \text{m}\Omega.$$

$$W_0 = 10\ \text{kJ}\ ;$$

Piesele de lucru s-au considerat ca fiind din cupru.

Din relaţiile expuse în paragraful precedent rezultă că atît inductivitatea concentratorului, cît şi rezistenţa bobinajului acestuia depind de frecvenţă. Pentru calculul valorii maxime $B_M = \mu_0 H_M$ a inducţiei magnetice realizate, a fost nevoie aşadar de utilizarea unei metode iterative pornind deci de la o frecvenţă prezumată şi calculînd apoi următoarele valori ale acesteia cu relaţia :

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{(L_e + L_c)C} - \frac{(R_e + R_c)^2}{4\,(L_e + L_c)^2}} \cdot \qquad (11)$$

Atribuind succesiv un număr mare de valori mărimilor de intrare h, $2l$ şi D_2 şi utilizînd calculatorul numeric, s-au calculat inductivitatea şi rezistenţa bobinajului concentratorului, valoarea maximă a curentului de descărcare şi inducţia magnetică maximă realizată pentru fiecare variantă rezultată. În relaţia (2), în locul dimensiunii d s-a utilizat dimensiunea echivalentă d_e, pentru a ţine seama şi de fluxul magnetic care trece prin conductorul masiv [6].

Creşterea diametrului piesei (fig. 2) a condus, aşa cum era de aşteptat, la scăderea inducţiei magnetice, această diminuare fiind destul de

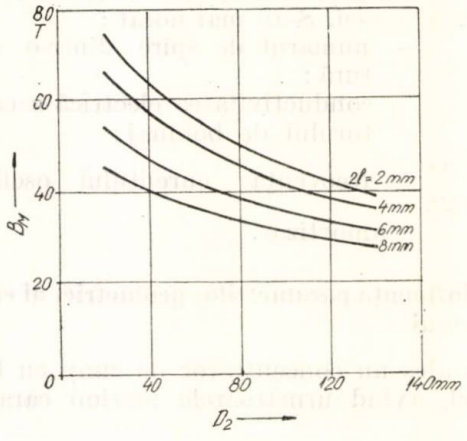


Fig. 2. Dependenţa maximumului inducţiei magnetice de diametrul piesei ($h = 20$ mm).

pronunţată îndeosebi pentru pragurile înguste. Astfel, pentru o mărire a diametrului piesei de la 30 mm la 130 mm, inducţia magnetică a scăzut de la 74 T la 39 T, deci, de aproximativ două ori.

Lăţimea $2l$ a pragului, care uzual se alege în funcţie de lăţimea zonei de deformat a piesei, a influenţat în mod asemănător inducţia magnetică realizată (fig. 3); creşterea sa a determinat scăderea cîmpului magnetic în zona de cîmp intens, aceasta cu atît mai pronunţat cu cît diametrul piesei a fost mai mic (de la 71 T la 43 T pentru o creştere de la 3 mm la 8 mm a lui $2l$).

În ceea ce priveşte înălţimea h a pragului, creşterea sa implică creşterea inducţiei magnetice B_M prin concentrarea mai accentuată

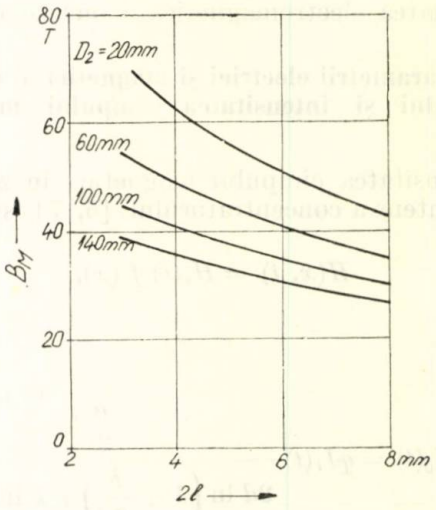


Fig. 3. Dependenţa maximumului inducţiei magnetice de lăţimea $2l$ a pragului ($h = 32$ mm).

a liniilor de cîmp în zona de cîmp intens. Pe de altă parte, creşterea înălţimii h conduce la creşterea inductivităţii L_c şi a rezistenţei R_o a bobinajului concentratorului (fig. 4), avînd ca urmare scăderea valorii maxime a curentului de descărcare, deci scăderea inducţiei magnetice realizate. Aceste două efecte contrare lăsau să se întrevadă existenţa unei valori optime a mărimii h, pentru care inducţia magnetică B_M să prezinte o valoare de maximum maximorum B_{MM}.

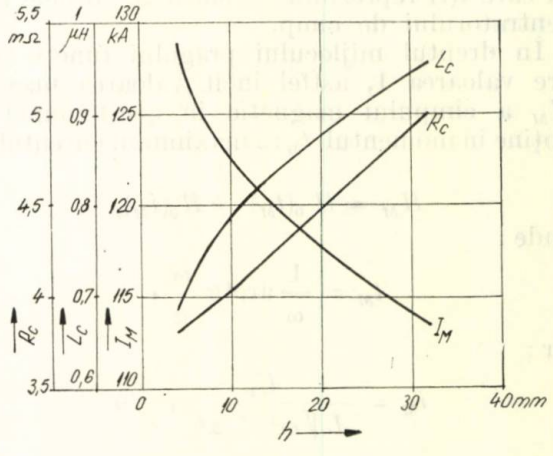


Fig. 4. Dependenţa inductivităţii concentratorului, a rezistenţei bobinajului acestuia şi a maximumului curentului de înălţimea h a pragului ($D_2 = 20$ mm ; $2l = 3$ mm).

Într-adevăr (fig. 5), obţinerea dependenţei maximumului inducţiei magnetice de înălţimea h a pragului a relevat această valoare optimă a lui h, aflată în domeniul $15 \div 20$ mm. Pentru valori în jurul acestui optim inducţia mag-

netică maximă scade, mai pronunţat pentru valori mai mici ale lui h. Diferenţa $B_{MM} - B_M$ este cu atît mai mare, cu cît diametrul piesei de lucru este mai mic.

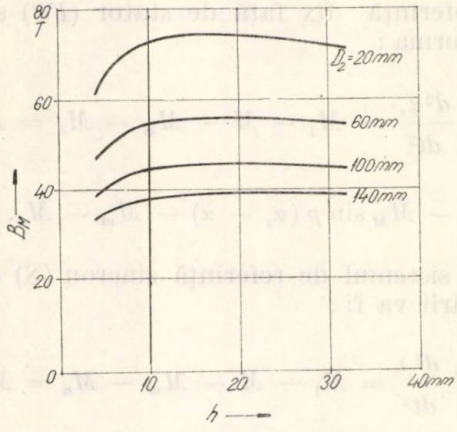


Fig. 5. Dependenţa maximului inducţiei magnetice de înălţimea h a pragului ($2l$ = 3 mm).

3. Concluzii

Pentru un număr mare de valori atribuite principalilor parametri geometrici ai zonei de cîmp intens a concentratorului, s-a determinat inducţia magnetică pentru fiecare variantă rezultată.

Curbele de dependenţă astfel obţinute relevă influenţa diametrului piesei, deci a diametrului interior al pragului, precum şi a lăţimii acestuia din urmă asupra cîmpului magnetic intens realizat. Cîmpul scade puternic la creşterea fiecăruia dintre aceşti parametri.

Studiul influenţei înălţimii pragului asupra intensităţii cîmpului produs, conduce la concluzia existenţei unei valori optime a înălţimii h, căreia îi corepunde o valoare de maxim maximorum B_{MM} a inducţiei magnetice maximă B_M realizată. Diferenţa $B_{MM} - B_M$ este cu atît mai pronunţată cu cît diametrul piesei de lucru este mai mic.

Bibliografie

[1] *Howland, B.* Flux concentrator for high intensity pulsed magnetic fields. U.S.A. Patent, 3.124.726, 5 oct 1960.

[2] *Şerbănescu, M.* Concentrator — uniformizator exterior de cîmp al unui dispozitiv de formare electromagnetică. Brevet R.S.R., **55**, 212, 12 nov 1971.

[3] *Şerbănescu, M.* Concentrator — uniformizator exterior de cîmp al unui dispozitiv plat de formare electromagnetică. Brevet R.S.R., 56, 362, 15 sept. 1972.

[4] *Şerbănescu, M.* Concentratorii de cîmp şi energia de utilizare. În : E.E.A. — Electrotehnica, **26**, nr. 3, 1978, p. 99—101.

[5] *Wolf, H., Meinel, M.* Energie — und kraftübertragende Eigenschaften von Feldformern der Magnetumformung. In : Umform Technik, nr. 6, 1972, p. 23—33.

[6] *Şerbănescu, M.* Calculation of the magnetic field intensity for slotted field concentrators. In : Rev. Roum. Sci. Techn. — Électrotechn. et Énerg., **21**, nr. 3, 1976, p. 365—376.

[7] *Şerbănescu, M.* Scheme echivalente ale concentratorilor de cîmp. În : E.E.A. — Electrotehnica, **25**, nr. 8, 1977, p. 317—321.

CZ 621.313.322

STABILITATE DINAMICĂ
FUNCŢIA LIAPUNOV
CRITERIUL ARIILOR

Consideraţii cu privire la stabilitatea dinamică a maşinii sincrone

NICOLAE GALAN* — Bucureşti

Studiul stabilităţii dinamice a unui sistem de maşini sincrone interconectate printr-o reţea electrică a făcut obiectul a numeroase cercetări, iar maşina sincronă conectată la bare de putere infinită este un exemplu des utilizat [1, 2, 3, 4, 5]. Problema este complexă şi o rezolvare riguroasă impune introducerea unui număr de parametri variabili în timp şi interdependenţi.

În conformitate cu [6] se disting două tipuri de stabilitate : stabilitate statică şi stabilitate dinamică sau tranzitorie.

O reţea electrică care transmite energie se spune că este în regim de stabilitate statică dacă în urma unei perturbaţii oarecare infinit mică, reţeaua electrică revine la starea de regim permanent de funcţionare sincronă sau într-o vecinătate infinit mică a acestei stări.

O reţea electrică de transmisie a energiei se spune că este în regim de stabilitate dinamică relativă la o perturbaţie determinată, dacă în urma acestei perturbaţii reţeaua revine de starea de regim permanent de funcţionare sincronă.

Cele două definiţii se referă la o reţea electrică, ce include evident şi generatoarele sincrone.

* Ing. *Galan, N.* este conferenţiar la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic — Bucureşti.

La stabilitatea statică se are în vedere că trecerea de la un punct de funcţionare la alt punct de funcţionare în spaţiul fazelor se face prin variaţii lente ale parametrilor, fiind posibilă neglijarea variaţiei tranzitorii ale acestora.

Condiţiile pentru asigurarea stabilităţii dinamice sînt mult mai severe decît cele care asigură stabilitatea statică, de aceea astudiul stabilităţii dinamice prezintă un interes mai mare decît al stabilităţii statice, cel puţin pentru o serie de subsisteme din reţeaua considerată.

Perturbaţia unei reţele constă într-o modificare (în general întîmplătoare) a parametrilor acestei reţele care conduce la un dezechilibru între subsistemul producător de energie şi subsistemul consumator de energie, ca de exemplu : modificarea consumului de energie (se poate încadra în categoria micilor perturbaţii), apariţia unor defecte (scurtcircuite mono sau polifazate urmate, în general, de deconectarea liniei la intervenţia dispozitivelor de protecţie), deconectarea accidentală a unei maşini sincrone sau a unui transformator, efectuarea unei interconexiuni etc.

Studiul stabilităţii dinamice comportă două faze distincte : A — studiul evoluţiei sistemului de la momentul t_0, cînd sistemul suferă o perturbaţie pînă la momentul t_e cînd perturbaţia dispare, această fază se poate divide în mai multe etape (de exemplu, scurtcircuit brusc la momentul t_0, urmat de deconectarea liniei la $t_1 > t_0$ şi reanclanşarea liniei la momentul t_e), B — studiul evoluţiei sistemului de la t_e, adică pentru $t > t_e$.

Sistemul va fi decretat stabil dacă viteza relativă rămîne constantă sau oscilează între anumite limite în jurul unei valori date, în caz contrar sistemul va fi instabil.

Pentru un sistem stabil timpul t_e de eliminare a defectului este mai mic decît timpul critic t_c — timpul maxim de existenţă a perturbaţiei, care permite încă revenirea sistemului la o stare stabilă. Dacă perturbaţiile sînt foarte puternice (de exemplu, un generator care furniza o putere importantă în reţea este în scurtcircuit) se poate ca stabilitatea să nu mai fie asigurată.

Aceste consideraţii şi precizările care se vor face în continuare se impun datorită faptului că în unele lucrări problema stabilităţii se prezintă simplist şi imprecis, iar uneori metoda Liapunov este prezentată eronat.

1. Stabilitatea dinamică

Pentru a evidenţia unele aspecte ale stabilităţii dinamice se va avea în vedere generatorul sincron care debitează putere pe o reţea de putere infinită şi care reprezintă un caz simplu.

Considerînd că asupra rotorului se exercită cuplul de acţionare a motorului primar M_1, cuplul electromagetic M care se opune mişcării, cuplul corespunzător pierderilor mecanice M_m, care, de asemenea, se opune mişcării şi cuplul asincron datorită înfăşurării în amortizare M_a, atunci ecuaţia mişcării din sistemul de referinţă fix faţă de stator (FS) se scrie sub forma :

$$J\frac{d^2\alpha_s}{dt^2} = M_1 - M - M_m - M_a = M_1 - M_M \sin p(\alpha_s - \alpha) - M_m - M_a. \quad (1)$$

În sistemul de referinţă sincron (S) ecuaţia mişcării va fi :

$$J\frac{d^2\lambda}{dt^2} = M_1 - M - M_m - M_a = M_1 - M_M \sin p\lambda - M_m - M_a, \quad (2)$$

cuplurile rămîn aceleaşi deoarece axa de rotaţie, în raport cu care se calculează cuplurile, a rămas aceeaşi ; evident ecuaţiile (1) şi (2) sînt echivalente deoarece sistemele de referinţă FS şi S pot fi considerate inerţiale, iar $\frac{d^2\alpha_s}{dt^2} = \frac{d^2\lambda}{dt^2}$ pentru $\alpha = \Omega_1 t$ şi $\lambda = \alpha_s - \alpha$.

În figura 1 se indică axele sistemelor de referinţă şi unghiurile corespunzătoare ; FR este sistemul de referinţă fix faţă de rotor.

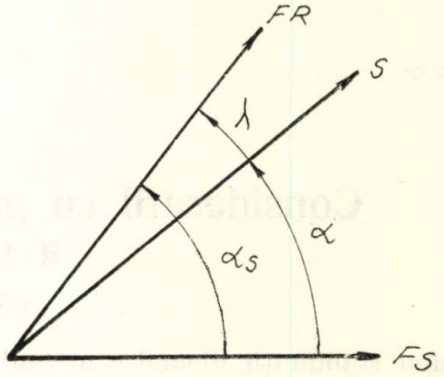


Fig. 1. Axele sistemelor de referinţă şi unghiurile corespunzătoare.

Cuplurile M_1, M_m, M_a nu depind de unghiurile α_s sau λ, însă depind de viteza rotorului $\dot{\alpha}_s = \Omega_s$ în raport cu sistemul de referinţă FS şi respectiv de viteza $\dot{\lambda} = \Omega$ în raport cu sistemul de referinţă S ; cuplul electromagnetic M depinde de unghiul $\alpha_s - \alpha$ respectiv λ, care este unghiul geometric intern al maşinii sincrone (unghiul intern $\delta = p\lambda$). Pentru cuplul electromagnetic M s-a adoptat expresia din regimul staţionar al maşinii sincrone.

Relaţiile (1) şi (2) sînt ecuaţii diferenţiale nelineare şi pentru abateri mici de la punctul de funcţionare, cuplurile care intervin în ecuaţia mişcării se dezvoltă în serie Taylor învecinătatea punctului considerat de coordonata α_{s0} şi viteza unghiulară Ω_1 în sistemul de referinţă FS, respectiv λ_0 şi $\Omega_0 = 0$ în sistemul S, iar pentru abateri mici se reţin doar primii doi termeni. Pentru cuplurile care depind de viteza unghiulară se poate scrie :

$$M_1 - M_m - M_a \cong (M_1 - M_m - M_a)_{\Omega_{s0}} + \left[\frac{\partial}{\partial \Omega_s}(M_1 - M_m - M_a)\right]_{\Omega_{s0}} (\Omega_s - \Omega_{s0}) =$$

$$= (M_1 - M_m - M_a)_{\Omega_0} + \left[\frac{\partial}{\partial \Omega}(M_1 - M_m - M_a)\right]_{\Omega_0} (\Omega - \Omega_0), \quad (3)$$

deoarece :

$$\Omega_s = \Omega + \Omega_1 ; \quad (\Omega_{s0} = \Omega_1 + \Omega_0).$$

Pentru cuplul electromagnetic care depinde de unghiul $\alpha_s - \alpha$ respectiv λ se obţine :

$$M \cong (M)_{\alpha_{s0}} + \left[\frac{\partial}{\partial \alpha_s} M\right]_{\alpha_{s0}} (\alpha_s - \alpha_{s0}) =$$

$$= (M)_{\lambda_0} + \left[\frac{\partial}{\partial \lambda} M\right]_{\lambda_0} (\lambda - \lambda_0). \quad (4)$$

Se va utiliza ecuaţia (2) scrisă în sistemul de referinţă sincron, deoarece cuplul electromagnetic poate fi exprimat numai funcţie de unghiul λ.

Deoarece în punctul de funcţionare :

$$(M_1 - M_m - M_a)_{\Omega_0} - (M)_{\lambda_0} = 0 ; \quad \Omega_0 = 0, \quad (5)$$

ecuaţia mişcării se poate pune sub forma :

$$J \frac{d\beta}{dt^2} + k_a \frac{d\beta}{dt} + p M_s \beta = 0, \quad (6)$$

$\beta = \lambda - \lambda_0$ reprezintă abaterea unghiulară în raport cu poziţia de funcţionare staţionară caracterizată de unghiul λ_0 ;

$$k_a = -\left[\frac{\partial}{\partial \Omega_s}(M_1 - M_m - M_a)\right]_{\Omega_{s0}} = -\left[\frac{\partial}{\partial \Omega}(M_1 - M_m - M_a)\right]_{\Omega_0},$$

$M_s = \left(\frac{\partial}{\partial \lambda} M\right)_{\lambda_0}$ este valoarea cuplului sincronizant.

Pentru ca funcţionarea să fie stabilă trebuie să fie îndeplinite condiţiile :

$$k_a > 0 ; \quad M_s > 0. \quad (7)$$

A doua condiţie din relaţia (7) este cunoscută şi ca interpretare fizică, prima condiţie deşi cunoscută este de obicei mai puţin analizată din punct de vedere fizic, în continuare se vor face unele precizări.

Pentru concretizarea ideilor se va lua $M_a = 0$ şi se va considera graficul cuplurilor M_1 şi M_m în funcţie de viteza unghiulară Ω_s, ca în figura 2.

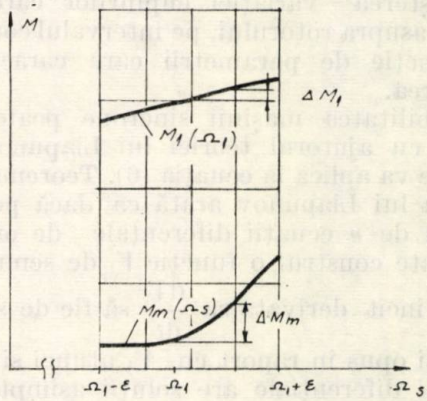


Fig. 2. Variaţia cuplurilor în vecinătatea vitezei sincrone

Considerînd cazul unei perturbaţii pentru care viteza unghiulară a rotorului are tendinţa să crească şi dacă în vecinătatea vitezei de sincronism ($\Omega_1 - \varepsilon$, $\Omega_1 + \varepsilon$) cuplul motor M_1 are o creştere ΔM_1 mai mare decît creşterea ΔM_m a cuplului frînant M_m în acelaşi interval de variaţie a vitezei unghiulare, adică $\Delta M_1 - \Delta M_m > 0$, atunci asupra rotorului acţionează cuplul suplimentar $\Delta M_1 - \Delta M_m > 0$ în raport cu punctul de funcţionare staţionară care va produce o nouă accelerare a rotorului şi maşina poate să iasă din sincronism ; la o perturbaţie pentru care viteza unghiulară a rotorului scade, descreşterea cuplului motor este mai mare decît a cuplului frînat, fapt care conduce la o nouă scădere a vitezei unghiulare şi deci maşina poate să iasă din sincronism.

Dacă la o tendinţă de creştere a vitezei rotorului cuplul frînant M_m are o creştere mai mare decît a cuplului motor M_1, atunci cuplul suplimentar care apare $\Delta M_1 - \Delta M_m < 0$ conduce la o frînare a rotorului, deci o revenire la viteza iniţială.

Pentru cazul în care $\Delta M_1 - \Delta M_m = 0$, adică cele două curbe sînt paralele atunci ecuaţia mişcării (6) are o soluţie oscilantă dacă $M_s > 0$ cu pulsaţia $\omega_p = \sqrt{p M_s / J}$; de subliniat că soluţia oscilantă nu este inclusă în soluţiile instabile, deoarece sistemul se află în vecinătatea punctului de funcţionare, în cazul în care aceste

oscilații sînt mici, însă aceste oscilații înrăutățesc funcționarea mașinii sincrone. Dacă $k_a = 0$ și $M_s = 0$, se obține o soluție instabilă de forma $\beta = C_1 t + C_2$, deci $M_s > 0$ și nu $M_s \geqslant 0$.

În mod similar, se poate analiza stabilitatea sistemului și pentru alte variații ale cuplurilor ce acționează asupra rotorului, de remarcat că stabilitatea este influențată și de variația acestor cupluri în raport cu turația pe intervalul analizat. Astfel, cupluri care ar putea fi neglijate datorită valorilor mici, în comparație cu alte cupluri, pot juca un rol determinant în stabilitatea dinamică a mașinii sincrone. Pentru un studiu mai exact al stabilității este necesară cunoașterea variației cuplurilor care acționează asupra rotorului, pe intervalul considerat, în funcție de parametrii care caracterizează mișcarea.

Stabilitatea mașinii sincrone poate fi studiată cu ajutorul teoriei lui Liapunov, teorie care se va aplica la ecuația (6). Teorema stabilității a lui Liapunov arată că dacă pentru un sistem de n ecuații diferențiale de ordinul 1, se poate construi o funcție V de semn definit astfel încît derivata sa $\frac{dV}{dt}$ să fie de semn definit și opus în raport cu V, atunci sitemul de ecuații diferențiale are soluții asimptotic stabile într-o vecinătate suficient de mică a originii. După cum este cunoscut o ecuație diferențială de ordinul n este echivalentă cu un sistem de n ecuații diferențiale de ordinul 1, adică ecuația diferențială (6) se poate scrie sub forma :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ J\,\dot{x}_2 + k_a\,x_2 + p\,M_s\,x_1 &= 0, \end{aligned} \tag{8}$$

unde s-a notat $x_1 = \beta$.

Funcția V pozitiv definită construită pentru sistemul (8) poate fi pusă sub forma :

$$V(x_1, x_2) = A\,x_1^2 + B\,x_2^2;\ A>0;\ B>0. \tag{9}$$

Derivata funcției V va fi:

$$\frac{dV}{dt} = 2\,A\,x_1\,x_1 + 2\,B\,x_2\,x_2 =$$

$$= 2\,x_1\,x_2(A - pM_s/J) - 2\,B\frac{k_a}{J}\,x_2^2, \tag{10}$$

unde s-au folosit relațiile (8). Pentru stabilitate derivata funcției V trebuie să fie negativ definită, pentru aceasta se impun condițiile :

$$k_a > 0;\quad M_s = A\,J/p, \tag{11}$$

deoarece A este arbitrar rezultă că $M_s > 0$, adică s-au regăsit condițiile la stabilitate.

De observat că, dacă s-ar lua $V = x_1^2 + x_2^2$, atunci pentru stabilitate rezultă $M_s = J/p$, ceea ce ar însemna că stabilitatea ar avea loc numai pentru o singură valoare a mărimii M_s; pentru a nu conduce la condiții exagerat de restrictive în ce privește stabilitatea funcția V se construiește într-o formă mai generală, de exemplu prin generalizarea normei euclidiene. Acest fapt nu este surprinzător deoarece teorema lui Liapunov dă condițiile suficiente de stabilitate și nu pe cele necesare.

Problema majoră în aplicarea metodei lui Liapunov este construirea funcției V. Pentru aceasta nu există decît puține reguli și cercetarea curentă lărgește clasele disponibile.

Se mai impun cîteva precizări cu privire la criteriul ariilor în aprecierea stabilității.

2. Criteriul ariilor

Criteriul ariilor în aprecierea stabilității se deduce pe baza teoremei energiei cinetice. Scriind teorema energiei cinetice în sistemul de referință FS se obține :

$$d\left(\frac{1}{2}\,J\Omega_s^2\right) = (M_1 - M_m - M)\,d\alpha_s, \tag{12}$$

aceeași teoremă în sistemul de referință S are forma

$$d\left(\frac{1}{2}\,J\Omega^2\right) = (M_1 - M_m - M)\,d\lambda. \tag{13}$$

Dacă în relația (12) viteza unghiulară Ω_s se exprimă sub forma $\Omega_s = \Omega_1 + \Omega$, iar unghiul α_s sub forma $\alpha_s = \alpha + \lambda$ atunci se obține :

$$J\Omega_1\,d\Omega + d\left(\frac{1}{2}\,J\Omega^2\right) = (M_1 - M_m - M)\,d\alpha +$$

$$(M_1 - M_m - M)\,d\lambda. \tag{14}$$

Se constată că variația energiei cinetice calculată în sistemul de referință FS are două componente : o componentă echivalentă cu lucrul mecanic efectuat de sistem datorită variației unghiului α și o componentă echivalentă cu lucrul mecanic efectuat de sistem datorită variației unghiului λ, care este egală cu variația energiei cinetice calculată în sistemul de referință S așa cum rezultă din relația (13).

Deoarece cuplurile care intervin în ecuația mișcării depind fie de Ω_s, sau de λ, relația (13) se pretează la o interpretarea energetică care conduce la criteriul, ariilor, ceea ce nu este posibil pentru relația (14) unde intervin două unghiuri α și λ; prin urmare, criteriul ariilor se deduce în sistemul de referință S. Pentru a concretiza această problemă în figura 3 s-au

reprezentat cuplurile care acţionează asupra rotorului funcţie de λ, s-a considerat că $M_1 - M_m$ nu depinde de λ. Se presupune că maşina sincronă funcţionează iniţial în punctul A

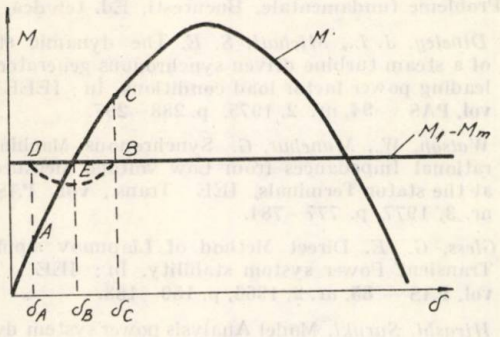


Fig. 3. Referitoare la criteriul ariilor.

corespunzător unghiului intern $\delta_A = p\lambda_A$, rotorul avînd viteza de sincronism Ω_1 respectiv $\Omega = 0$. În urma creşterii brusce a puterii, cedată de maşina sincronă, motorul primar va dezvolta un cuplu M_1 astfel încît în punctul B corespunzător unghiului intern δ_B să existe egalitatea $M_1 = M_m + M$; pentru $\delta \in (\delta_A, \delta_B)$ rotorul accelerează deoarece $M_1 > M_m + M$. Datorită energiei cinetice suplimentare acumulată de rotor în procesul accelerării, rotorul nu se va stabili în punctul B, ci va continua mişcarea pînă în punctul C corespunzător unghiului intern δ_C; pentru $\delta \in (\delta_B, \delta_C)$ rotorul este frînat deoarece $M_1 < M_m + M$, mişcarea rotorului are loc pe seama energiei acumulate în procesul de accelerare şi durează pînă cînd este cheltuită această energie, rotorul revenind la viteza unghiulară Ω_1 ca şi în punctul A, adică variaţia de energie dintre punctul A şi punctul C este zero. În sistemul de referinţă S viteza rotorului în punctul A este zero, atinge valoarea maximă în punctul B şi revine la valoarea zero în punctul C.

Integrînd relaţia (13) între A şi C se obţine :

$$p\int_A^C d\left(\frac{1}{2}J\Omega^2\right) = 0 = \int_A^C (M_1 - M_m - M)\, d\delta, \tag{15}$$

sau :

$$\int_A^B (M_1 - M_m - M)\, d\delta = -\int_B^C (M_1 - M_m - M)\, d\delta, \tag{16}$$

relaţia (16) indică egalitatea ariilor ABD şi BCE; dacă această egalitate este posibilă maşina nu iese din sincronism.

Din punctul C viteza rotorului începe să scadă pînă în punctul B unde atinge valoarea minimă, deoarece $M_1 < M_m + M$, după care viteza rotorului începe să crească, (în FS viteza este mai mică decît viteza de sincronism, iar în S viteza este negativă), după un număr de oscilaţii maşina funcţionează stabil în punctul B.

De remarcat că între punctele A şi C cuplurile M_1 şi M_m variază deoarece viteza unghiulară a rotorului variază; presupunînd neglijabilă variaţia lui M_1 în raport cu viteza în acest interval şi considerînd numai variaţia cuplului M_m în raport cu viteza; curba $M_1 - M_m$ va arăta ca în figura 3, (linie întreruptă), aplicînd criteriul ariilor se constată că punctul C este mai apropiat de punctul B decît punctul A (s-a considerat că M_m creşte cu viteza). În această situaţie oscilaţiile se amortizează, în celelalte situaţii consideraţiile sînt similare cu cele de la paragraful precedent.

Interpretarea fizică a unei relaţii sau a unui fenomen constă, de fapt, în echivalarea cu un fenomen sau cu mai multe fenomene, de acelaşi gen mai simple, care au intrat în obişnuinţă şi care sînt fundamentale în cadrul domeniului considerat sau constă în a regăsi mărimi fizice de bază în termenii care compun o relaţie, evident este posibilă prezenţa simultană a ambelor moduri de interpretare a diferitelor tipuri de probleme. În cazul în care echivalarea se face cu fenomene de alt gen atunci are loc analogia. Interpretările fizice au un caracter istoric şi la fiecare etapă depind de sistemul de cunoştinţe dobîndit. De subliniat că interpretările fizice pot depinde şi de sistemul de referinţă, de exemplu, criteriul ariilor se poate interpreta energetic numai în sistemul de referinţă sincron.

3. Concluzii

În lucrare se prezintă elemente cu privire la stabilitatea dinamică a maşinii sincrone, evidenţiindu-se importanţa cuplurilor a căror variaţie în raport cu viteza unghiulară este diferită de a cuplurilor principale (cuplul de acţionare şi cuplul electromagnetic). Astfel cupluri ale căror valori sînt mult mai mici decît a cuplurilor principale, pot avea un rol determinant în stabilitatea dinamică a maşinii sincrone.

Se construieşte funcţia Liapunov pentru cazul simplu al unei maşini sincrone conectată la o reţea de putere „infinită", făcîndu-se precizările necesare cu privire la condiţiile suficiente ale teoriei lui Liapunov.

Criteriul ariilor în aprecierea stabilităţii dinamice este interpretat energetic în sistemul de referinţă sincron, arătîndu-se că numai în acest sistem de referinţă se poate da o astfel de interpretare.

Bibliografie

[1] *Weiss , J. R.* Transient asymtotic stability of power systems as established with Liapunov functions. În : IEEE Transactions on PAS, **vol. PAS — 95**, nr. 4, 1976, p. 1480—1485.

[2] *Burchett, R. C. Heydt, G., T.* Probabilistic Methods for Power System Dynamic Stability studies. În : IEEE Trans. **vol. PAS — 97**, nr. 3, 1978, p. 695—702.

[3] *Yee, H., Spalding, B. D.* Transient stability analysis of multimachine power systems by the method of hyperplanes. În : IEEE Trans., vol. **PAS — 96**, nr. 1, 1977, p. 276—284.

[4] *Tavora, Carlos, J., Smith, Otto J. M.* Characterization of equilibrium and stability in power systems. În : IEEE Trans., **vol. PAS—91**, nr. 3, 1972, p. 1 127 — —1 144.

[5] *Hamdy, Yao-nan Yu., Maussa, A. M.* Optimal stabilization of a multi-machine system. În : IEE Trans., **vol. PAS — 91**, nr. 3, 1972, p. 1 174—1 182.

[6] — CIGRE ; session 1966, 8—18 Juin., Paris.

[7] *Fransua, Al.* ș.a., Mașini și sisteme de acționare electrice. Probleme fundamentale, București, Ed. tehnică, 1978.

[8] *Dineley, J. L., Michail, S. E.* The dynamic stability of a steam turbine driven synchronous generator under leading power factor load conditions. În : IEEE Trans., **vol. PAS — 94**, nr. 2, 1975, p. 288—297.

[9] *Watson, W., Manchur, G.* Synchronous Machine Operational Impedances from Low voltage Measurements at the stator Terminals, IEE Trans., **vol. PAS** — 93, nr. 3, 1977, p. 777—784.

[10] *Gless, G. E.* Direct Method of Liapunov Applied to Transient Power system stability. În : IEE Trans., **vol. PAS — 85**, nr. 2, 1966, p. 159—168.

[11] *Hirashi, Suruki.* Model Analysis power system dynamic stability. În : IEEE Trans., **vol. PAS — 97**, nr. 4, 1978, p. 1313—1318.

NOTE

Tehnică de calcul — Robotron

Combinatul **Robotron** este proiectantul, producătorul şi exportatorul tehnicii de calcul şi maşini de bioru din Republica Democrată Germană.
Programul livrărilor din acest domeniu include :

- sisteme de prelucrare automată a datelor ;
- tehnică de microcalculatoare ;
- minicalculatoare şi calculatoare de proces ;
- tehnică de contabilizare şi decontare ;
- echipamente de culegere, introducere şi extragere de date pentru SPAD ;
- tehnică de scriere ;
- aparate de desen şi mijloace de organizare ;
- software cu orientare pe maşină sau probleme.

Ca furnizor general Combinatul Robotron execută toate lucrările legate de proiectarea şi implementarea tehnicii de calcul la utilizatori din ţară sau externi.
Aceste lucrări includ printre altele :

— asistenţă invidiuală la utilizator ;
— centre de calcul proprii pentru demonstraţii şi teste ;
— consultaţii tehnico-economice la proiectare ;
— pregătirea specialiştilor în centrele de şcolarizare ale combinatului ;
— service tehnic competent.

Sistemul de prelucrare automată a datelor EC 1040

În cadrul sistemului unic **SUMEC** combinatul **Robotron**, împreună cu partenerii de cooperare, produce sistemul de prelucrare automată a datelor **EC 1040**.
Din anul 1973 au fost implementate mai mult de 200 de sisteme, în toate domeniile economiei naţionale, în ţară şi peste hotare.
Sistemele contribuie în mare măsură la creşterea eficacităţii proceselor de conducere, planificare şi decontare la intensificarea proceselor de producţie, transport şi aprovizionare şi la soluţionarea mai rapidă şi exactă a problemelor tehnico-ştiinţifice.
Sistemul de prelucrare automată a datelor EC 1040 este un echipament din generaţia a 3-a şi se compune din unitatea centrală **robotron EC 2640** şi un număr variabil de echipamente periferice care asigură realizarea configuraţiei corespunzătoare felului şi a sferei problemei de soluţionat în fiecare domeniu.
Unitatea centrală are o viteză de operare de 380 000 operaţii/s şi poate fi echipată cu memorie operativă de 512 sau 1 024 K Bytes.
La canalele multiplex şi selector pot fi cuplate cîte 10 unităţi de comandă. Unitatea centrală prelucrează cuvinte sau semicuvinte duale, cifre zecimale, cifre cu virgulă flotantă şi cîmpuri alfa.
Se folosesc 143 instrucţiuni ale sistemului SUMEC.

Următoarele echipamente periferice sînt destinate SPAD EC 1040 :

- unitatea de interogare EC 7073 ;
- staţia de bandă perforată EC 7902 ;
- cititoare cartelă EC 6012, EC 6016 ;
- perforatoare cartele EC 7010, EC 7012 şi EC 7014 ;
- imprimantă paralelă EC 7033 ;
- memorii cu dis EC 5052, EC 5061 ;
- memorii cu bandă magnetică EC 5017-02 EC 5022 ;
- dispozitiv extragere pe microfilm EC 7602.

Sistemul minicalculator robotron 4201

Sistemul minicalculator robotron 4201 este rezultatul unei dezvoltări cu orientare precisă ce a avut la bază cercetarea pieţii şi valorificarea experienţei obţinute prin instalarea de către combinatul Robotron a unor minisisteme în ţară şi peste hotare. În comparaţie cu alte minicalculatoare, sistemul prezintă o serie de avantaje ce rezultă atit din concepţia echipamentelor, oferirea software-ului necesar, cit şi din diferitele posibilităţi de utilizare.
Domenii tipice de utilizare :

— minicalculatoare pentru rezolvarea problemelor comerciale şi tehnico-ştiinţifice ;
— calculatoare de proces pentru comanda automată a producţiei ;
— calculator de comandă în circulaţie, medicină şi tehnica de laborator şi verificări ;
— calculator satelit într-un sistem de mai multe calculatoare ;
— echipament multiplex de comandă pentru prelucrarea la distanţă a datelor ;
— sisteme electronice de contabilizare şi decontare. Calculatorul **Robotron 4021** este o maşină rapidă, liber programabilă din generaţia a 3-a, cu timpul ciclului de 1,3 microsecunde şi o capacitate a memoriei pe ferite de 8 K, 16 K sau 32 K cuvinte, la alegere.

Realizarea unei configuraţii universale a minisistemului robotron 4201 permite adaptarea optimă a echipamentului la cazurile specifice de utilizare. Pe lîngă calculatorul robotron 4201 se mai livrează următoarele echipamente :

- echipamente periferice pentru prelucrarea datelor (maşina de scris SM 4000, imprimantă operator BD 4000, cititor de bandă CT 2101 şi daro 1210, perforator de bandă daro 1215, imprimanta serie daro 1156, cititor cartele VIDEOTON 600 şi VIDEOTON 800, dispozitiv cu tub catodic VIDEOTON VT 340, terminal display programabil PBT 4000 cu microprocesor, sistem culegere şi prelucrare date 1600, teleimprimator T 51) ;
- memorii externe pentru date şi programe : (tambur magnetic PBB 204, unitate de bandă magnetică MBE 4000 cu ISOT 5003, unitate de memorie pe casetă magnetică daro 1250 şi casete de discuri ISOT 1370) ;
- dispozitiv introducere — extragere proces ursadat 4010.

Cuplarea directă la calculatoare din familia robotron 4000 se face prin interfaţa standard 1000 sau la distanţă prin interfaţa V 24 după CCITT.

Sistem culegere şi prelucrare date robotron 1600

Cu acest sistem de culegere şi prelucrare date, **Combinatul Robotron** pune la dispoziţia utilizatorilor o configuraţie de echipamente destinată raţionalizării proceselor de informare şi producţie în multe ramuri ale economiei naţionale.
Sistemul corespunde prin productivitate, fiabilitate şi variabilitate întrutotul condiţiilor impuse sistemelor moderne de culegere şi transmitere a datelor.
Domeniile de implementare ale sistemului 1600 sînt, printre altele :

- culegerea datelor din producţie ;
- conducerea şi supravegherea operativă a procesului de producţie ;
- gestiunea materialelor ;
- gestiunea depozitelor în comerţ ;
- comandă transport ;
- unităţi de deservire ;
- culegerea datelor de timp şi personal ;
- realizarea sistemelor de prelucrare la distanţă a datelor.

Adaptabilitatea la diferitele cazuri de utilizare este asigurată prin structura modulară, flexibilă a sistemului. Se obţine astfel posibilitatea realizării unor configuraţii variabile. Utilizarea actuală a 100 sisteme în RDG şi 45 sisteme în alte ţări demonstrează justeţea concepţiei sistemului.
Sistemul de culegere şi prelucrare date 1600, se compune din următoarele unităţi funcţionale :

- terminale de date (de maşină, manuale) ;
- unităţi terminale (DEP-A, DEP-B, DEP-C. DEP-K) ;
- unităţi de concentrare (pot fi conectate maxim 15 unităţi) ;

- terminale ;
- stație bandă perforată ;
- unitate adaptare ;
- echipament transmitere date DUE 1.

În afara utilizării sistemului 1600 cu înregistrator off-line a datelor pot fi realizate și forme on-linie cu diferite echipamente de calcul :

- ca punct de abonat SUMEC EC 8505 sistemul de culegere și prelucrare date 1600 este compatibil cu toate calculatoarele SUMEC.
- în probleme specifice de supraveghere operativă a producției sistemul 1600 este cuplat cu o unitate de comandă inteligentă, calculatorul robotron 4201 ;
- constituirea unor sisteme de culegere date prin cuplarea mai multor terminale de introducere display (variantă de echipare modificată a terminalului programabil PBT 4000) la calculatorul robotron 4201, prin intermediul unei unități de concentrare/interogare.

Rezolvări de probleme

Combinatul Robotron are posibilitatea ca prin :

- utilizarea unui software propriu ;
- utilizarea programelor și proiectelor elaborate pentru utilizatori din RDG ;
- utilizarea avantajelor și experienței rezultate în colaborare în cadrul sistemului SUMEC, să acorde, așa cum fac puțini producători de SPAD, un sprijin eficient la implementarea complexă a tehnicii de calcul în aproape toate domeniile economiei naționale. Realizarea cu succes a numeroase implementări atit în țară, cît și peste hotare oferă soluții verificate și reutilizabile de implementare. Utilizarea acestui potențial de experiență și realizări asigură soluționarea prelucrării electronice a datelor, printre altele, în domeniile conducere, planificare și decontare producție, agricultură ; asistență sanitară ; sistemul financiar ; construcții ; transport ș.a.

Pentru sistemele SPAD tip EC 1040 și EC 1055, cît și pentru alte calculatoare din seria SUMEC a fost elaborat de către combinatul Robotron, în vederea raționalizării pregătirilor de implementare, următorul software cu orientare pe probleme :

- sisteme pentru bănci de date dintre care fac parte sistemul DBS/R și sistemul PS—AIDOS ;
- sisteme de programare și pachete de program pentru procedeuri matematice ca de exemplu PS—OPSI (optimizare cu ajutorul tehnicii simplex), PS—DISKO (optimizare discretă) ș.a. ;
- indicații ajutătoare de programare și test.

Software cu orientare pe probleme, elaborat de combinatul Robotron pentru tehnica minicalculatoarelor și calculatoarelor de proces alcătuiesc un pachet de programe — format din programe standard și un sistem de programe destinat generării programelor aplicative — ale calculatoarelor familiei **robotron 4000.** —

Echipamente electronice programabile de culegere date

Echipamentele **robotron 1370 și 1372** reprezintă sisteme din generația a treia, programabile, de culegere a datelor.

Aceste echipamente au fost concepute special atît constructiv, cît și funcțional pentru culegerea datelor, spre a elimina atît neajunsurile și limitele atinse de echipamentele de pregătire a datelor pe cartele perforate, cît și cele ce decurgeau din pregătirea datelor pe bandă perforată, numai ca operație subsidiară a automatelor de facturat și contabilizat.

Sistemele **robotron 1370 și robotron 1372** sînt caracterizate următoarele avantaje :

- operare simplă ;
- aranjare ergonomică a tastelor de operare ;
- facilități pentru o încărcare rapidă și simplă a programelor ;
- un număr ridicat de controale efectuate prin hardware sau programabile ;
- dotare opțională cu periferice, în funcție de utilizare ;
- memorie pe semiconductori, de capacitate variabilă pentru date și programe ;
- posibilitatea de redare pe imprimantă sau prin afișare pe display a datelor introduse ;
- unități centrale programabile, de generația a treia ;
- instrucțiuni microprogramate.

Varianta robotron 1370 este destinată culegerii de date numerice, varianta robotron 1372 — culegerii de date alfanumerice. Sistemele din ambele variante pot avea în configurație :

- unitate centrală ;
- display numeric ;
- unitate de introducere a programelor pe cartelă magnetică ;
- tastatura numerică și funcțională ;
- tastatura alfanumerică completă ;
- imprimanta serială numerică sau alfabetică
- caseta magnetică de 0,15 țoli (4,5 mm) ;
- perforator de bandă.

Varianta robotron 1370 nu va avea în configurație testatura și imprimanta alfanumerice. Varianta robotron 1372 va avea doar opțional display-ul numeric.

Echipamentele de mai sus pot fi prevăzute în configurație în combinații cerute de aplicațiile utilizatorului.

Receptoare de informații

Seria de tipuri EKD 300

Receptoarele din seria de tipuri EKD 300 din telecomunicațiile **RFT** satisfac cerințele multiple din întreprinderi privind recepția tuturor modalităților de emisiune în telefonie și telegrafie practicate într-o gamă de frecvențe de 14 kHz pînă la 30 MHz.

Cele două posibilități de reglare a frecvenței într-un rastru de 10 Hz sînt :

— reglarea exactă a frecvenței prin claviatură numerică ;

— reglarea cvasicontinuă a frecvenței cu buton de rotire, care constituie baza ce asigură utilizarea universală ca receptor pentru uz în întreprinderi, precum și ca receptor de detecție și supraveghere.

Aparatul prezintă o construcție robustă care permite utilizarea în condiții deosebite de solicitare mecanică și de natură climatică în posturi de lucru mobile (de exemplu în autovehicule și pe nave).

Adaptorul EZ 111 al receptorului permite :

— un preselector de înaltă selectivitate pentru asigurarea traficului duplex și în cîmpul apropiat de emițător ;
— un demodulator F6 cu indicația acordului prin linie de la o diodă luminoasă (LED) ;
— un circuit de comutare în diversitate pentru receptor ;
— o selecție manuală a antenelor.

Caracteristici deosebite

- Gama de frecvență 14 kHz pînă la 30 MHz în pași de 10 Hz.
- Reglare decadică a frecvenței (prin claviatură numerică) sau cvasicontinuă (prin buton de rotire).
- Asigurarea reglării frecvenței în cazul întreprinderii alimentării cu curent,
- Indicația frecvenței prin indicator numeric cu semiconductoare cu 7 ordine numerice (LED).
- Constanță înaltă a frecvenței și posibilitatea de punere rapidă în funcțiune datorită unui oscilator cu cuarț cu compensare de temperatură (TCXO).
- Recepție de emisiuni pe bandă laterală unică cu sau fără nivel remanent al purtătoarei precum și de emisiuni cu 2 informații pe bandă laterală independente între ele.
- Posibilitate de cuplare directă a unui telex, respectiv aparat de înregistrare, a imaginii, pentru recepția de emisiuni F1, respectiv , F4.
- Indicația acordului F1 prin linie de la diodă luminoasă.
- Valori excelente de selectivitate datorită unui filtru monolitic cu cuarț:
  (1-a frecvența intermediară) și a 8 filtre magnetomecanice (a 2-a frecvență intermediară).
- Fidelitate superioară datorită unui preselector (15 subgrame) cuplat cu reglarea frecvenței, precum și a unui circuit de intrare cu mare capacitate de comandă.
- Suprimarea perturbațiilor prin combinarea unui detector rapid cu unul lent pentru producerea tensiunii de reglare.
- Înălțimea sunetului A1 reglabilă.
- În cazul întreruperii alimentării cu curent de la rețea comutare automată pe regim de baterie (12 V respectiv, 24 V).
- Siguranță mare în funcționare datorită folosirii de circuite de comandă monolitice și semiconductoare cu siliciu.
- Deosebit de ușor de întreținut datorită montării elementelor de comandă în 4 casete rabatabile, ușor accesibile.
- Adaptare la specificul utilizării prin variante de aparate:

Variante de aparate	Reglarea frecvenței decadic	cvasicontinuu	A3 lățimea benzii: fără carcasă	cu carcasă	pt. montare de ramă (R.P.P.)	(300...3400) Hz	(250...6000) Hz	cu demod. F1	cu indicator vizual LED
EKD 303	×	×	×			×			
EKD 313 *)	×	×		×		×			
EKD 304	×	×	×				×		
EKD 314	×	×		×			×		
EKD 305	×	×	×			×		×	×
EKD 315 **	×	×		×		×		×	×
EKD 306	×	×	×		×	×		×	×
EKD 306	×	×	×				×	×	×
EKD 316	×	×		×			×	×	×

*) variantă standard la folosire cu adaptor UZ 111
**) variantă standard la folosire fără adaptor

Modul de acționare

Concepția electrică a receptorului EKD are la bază cele mai noi cunoștințe din domeniul tehnicii și beneficiază de experiența îndelungată acumulată în domeniul dezvoltării și producției de receptoare de informații. Datorită folosirii de elemente constructive moderne și aplicării de tehnologii noi s-a realizat o sensibilitate mai mare, precum și o înaltă stabilitate a frecvenței. *Circuitul semnalului* lucrează cu o dublă conversie a frecvenței și folosește cele două frecvențe intermediare de 70,2 MHz și 200 kHz. Semnalul recepționat se aplică, prin intermediul protecției de intrare, la preselectorul comutabil în 15 subgame care, pe lîngă valorile înalte de atenuare a frecvențelor oglindă și a frecvențelor intermediare, reduce și nivelul total al paraziților la elementele active cuplate ulterior. Astfel, acesta este convertit, fără preamplificare convențională a semnalului recepționat direct într-un prim mixer cu zgomot redus (modulator în inel cu diode Schottky) în legătură cu un prim semnal de oscilator, care poate fi modificat în pași de 10 Hz și care prezintă un grad înalt de puritate spectrală, în prima poziție FI (70,2 MHz). Pentru a extinde în continuare gama dinamică pentru primul mixer, semnalul de intrare al acestuia este controlat de un atenuator cu funcționare automată.
După primul mixer urmează un etaj de amplificare FI echipat cu tranzistori cu efect de cîmp și un filtru monolitic cu cuarț de bandă îngustă și cu o înaltă selectivitate (70,2 MHz ± ± 8 kHz). În al 2-lea mixer (mixer în contratimp FET) se realizează conversia în a doua poziție FI (200 kHz).
Aici are loc selecția ulterioară prin filtre magnetomecanice cu o pantă înaltă a frontului.
Amplificatorul FI2 are ponderea principală în privința amplificării semnalului și a demodulării. În funcție de emisiunea recepționată intră în funcțiune un detector de produs, un demodulator de curbe zero sau un demodulator F1. În cazul demodulării A3A, respectiv A3Ba, nivelul remanent al purtătoarei sincronizează oscilatorul purtătoarei. Acest circuit este protejat printr-o memorie față de feding.
Demodulatorul F1 funcționează la o frecvență mijlocie de 1,9 kHz după principiul PLL. Se pot astfel analiza semnale manipulate prin deviație de frecvență cu intervalele de frecvență de — 100... — 800 Hz și cu viteze ale purtătoarei de pînă la 200 Bb. Pentru recepția de emisiuni F1 imprecise (de exemplu, în legătură cu indicația cvasicontinuă a frecvenței) drept indicație a acordului este prevăzută o linie LED (15 puncte). Reglarea amplificării circuitului semnalului se poate face la alegere „manual", „automat" sau combinat „manual/automat". Pentru ambele informații de bandă laterală stau la dispoziție ieșiri de conducte (0 dB m/600 Ohm). Amplificatorul FJ debitează difuzorului încorporat o putere de — 0,5 W. La F1 poate fi cuplat direct un telex (0/40 mA). La F4, aparatul periferic are la dispoziție un semnal cu frecvență modulată cu o purtătoare intermediară de 1,9 kHz la ieșirea puterii (0 dBm/600 Ohm).

Pregătirea freevenței

Stabilitatea frecvenței receptorului este determinată de un oscilator cu cuarț cu compensarea temperaturii (10 MHz — TOXO).
Reglarea frecvenței se face la alegere în pași de 10 Hz, fie printr-o claviatură numerică sau cvasicontinuă, prin intermediul unui traductor de impulsuri cu rotire (600 Hz/rot). Pregătirea frecvențelor de conversiune pentru mixerul 1 și 2 are loc în 3 circuite de reglare în legătură cu 2 divizori de frecvență reglabili, cu comandă de la claviatura numerică respectiv de la traductorul de impulsuri cu rotire.

Alimentarea cu curent

Receptorul poate fi alimentat cu curent fie de la rețeaua de 127/220 V sau de la o baterie 12/24 V. În cazul întreruperii alimentării cu curent de la rețea se face automat comutarea la bateria racordată.

Construcția

Datorită carcasei lăcuite, executate din metal ușor, receptorul este protejat față de apa de stropire. În cazul montării pe autovehicule sau pe nave, receptorul se fixează cu ajutorul unui suport. Elementele care constituie circuitele receptorului sînt dispuse în 4 casete rabatabile pe cîte 4 plăci de conductoare, cașerate dublu.

În cazul executării de lucrări de întreținere, circuitele imprimate sînt accesibile atît de pe latura pe care sînt dispuse elementele, cît și pe latura pe care s-au făcut lipiturile, aparatul rămînînd în stare de funcționare. Pe lîngă aceasta, fără întrerupere electrică se poate rabate placa frontală, asigurîndu-se astfel, accesul către racordurile casetelor și ale elementelor de deservire.
Casetele și blocul de alimentare cu curent sînt legate de subansamblurile introduse în casetă prin contacte cu fișe. În felul acesta subansamblurile înlocuitoare pot fi schimbate ușor.
Pe placa frontală sînt dispuse, la vedere, toate elementele de servire și indicare, difuzorul interior, precum și racordurile pentru cască, magnetofon și difuzor exterior.
Pe peretele din spate al carcasei sînt instalate bucșele pentru racordarea antenei și celelalte ieșiri ale receptorului, ca și conductorii de alimentare cu energie.

Date tehnice

Gama de frecvență	14 kHz...29,99999 MHz ;
Reglarea frecvenței	decadic în pași de 10 Hz ;
	— prin claviatură numerică ;
	— sau cvasicontinuu cu 60 pași pe rotire ;
	— durata de memorare la întreruperea alimentării cu curent — 24 ore.
Indicația frecvenței	cu 7 cifre cu indicator numeric LED ;
Instabilitatea frecvenței (după 15 minute de la pornire)	— în domeniul de temperatură : — 10...+50°C — $\pm 5 \cdot 10^{-7}$, — 25...+55°C — $\pm 3 \cdot 10^{-6}$,
	— îmbătrînirea etalonului de frecvență : — $\pm 1.10^{-6}$/1/an.
Modalități de emisiune	A1, A2, A3, A3J, A3A, A3H, A3Bj, A3Ba, F1 (f = 100...800 Hz), F4, precum și F6 cu adaptorul Hz 111.
Indicația acordului F1	— prin linie LED,
	— sau prin oscilograf, prin intermediul bucșei de racord.
Sensibilitate	pentru f_e = 150 kHz...30 MHz :
	— la A1 (S_G=10 dB și B=$\pm$50 Hz) : — 0,15 uVpd,
	— la A3J, (S_G=20 dB și B=350...2700Hz) ;
	— 1,5 uVpd,
	— la A3/m = 0,3, (S_G = 20 dB și B = $\pm$ 3000 Hz) : — 7,5 uVpd, pentru f_E= 14 kHz... 150 kHz,
	— la A1 (S_G=10dB și B =$\pm$ 50 Hz) :
	— 1,5 uVpd,
Rezistența la intrare	circa 75 Ohm, nesimetric,
Protecția la intrare	pentru EMK 30 V : protecție indestructibilă, pentru EMK 30 V : protecție printr-un bec care se schimbă ușor,
Preselectare	prin 15 subgame : ...0,5...1,5...2...2,5...3...4 ...5...6,...8...10...12...16 ...20...24...30 MHz.
Selectarea frecvenței oglindă	— 80 dB,
Rezistența la străpungere a FI	— 80 dB.
Blocaj (blocking)	Semnalul de ieșire produs printr-un semnal util de 100 u V EMK este redus cu 3 dB de un semnal parazit de —0,6 V EMK aflat într-un interval de —30 kHz.
Intermodulare prin semnale aflate în afara benzii utile	Produsele de intermodulare de gradul 2 și 3 produse de 2 semnale parazit de cîte 10 mV EMK aflate într-un interval de — 20 kHz sînt atenuate față de semnalele parazit cu — 80 dB.
Intermodulare prin semnale aflate în interiorul benzii utile	Produsele de intermodulare produse de 2 semnale utile de cîte 30 mV EMK sînt atenuate cu —40 dB față de semnalul util de ieșire.
Lățimile benzii de trecere	prin 8 filtre magnetomecanice : $\pm$ 50, $\pm$ 250, $\pm$700, $\pm$1500, $\pm$ $\pm$3000 Hz, precum și 350...2700 Hz (+SB) și la alegere 300...3400 Hz (+ SB și — SB) sau 250...6000 Hz (+SB și — SB)
Reglarea amplificării FÎ	pentru valori EMK 2 u V... ...200 mV (100 dB),
— reglare manuală	cu regulator manual reglabile toate nivelele de ieșire nominale,
— reglare automată constantă a timpului de reglare	modificarea nivelului de ieșire : — 6 dB în jos : — 5 ms, în sus : circa 0,3 s, comutabil la circa 4 s, — amplificarea de bază selectabilă cu regulatorul manual
— reglare combinată manual/automat	— protecția de supramodulație prin reglare automată.
Ieșiri :	
— Ieșire FI	200 kHz/— 50 mV la Ri 50 Ohm,
— Ieșire FJ	— 0,7 V la 1k Ohm (spre racordul adaptorului EZ 111).
— Ieșiri conducte FJ	— 3 dBm...+3dBm la 600 Ohm, nelegat la pămînt (pentru banda laterală de sus și de jos).
— Difuzor intern	— 0,5 W, deconectabil.
— Difuzor extern	— 0,5 W la 8 Ohm, deconectabil.
— 2 căști	cîte — 10 mW la 250 Ohm.
— Magnetofon	— 140 mV la 200 kOhm.
— Telex	0/40 mA $\pm$ 10%.
— Oscilograf	U = 4,5 V + = 1,5 V (spre indicația acordului F1).
Alimentarea cu curent	127/220 V $\pm$ 10 %, 45...60 Hz, = 50 VA, 12/24 V $\pm$ 20 %, baterie, =50 W, (Bateria nu se leagă la pămînt prin receptor).
Domeniul de temperatură	Domeniul temperaturii de lucru : — 25... +55°C, Domeniul de temperatură pentru toleranțe limitate : — 10... + 50°C, Domeniul de temperatură de transport : — 40... +70 °C,
Umiditate relativă a aerului admisibilă	= 95 % la + 40°C.
Dimensiuni	Lățime 540 mm, Înălțime 182 mm, Lungime 345 mm.
Gradul de protecție	protejat față de apa de stropire
Greutatea	circa. 25 kg.

1980 APR 24

E 2040/1

CEFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 28 • Nr. 2 • FEBRUARIE 1980

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 28 Nr. 2 februarie 1980

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.314.22

TRANSFORMATOR ELECTRIC
CÎMP MAGNETIC
FORŢE AXIALE

Ghiţă, Constantin : **Forţe axiale şi radiale în transformatoarele electrice.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, feb. 1980, p. 49

În lucrare se prezintă un procedeu de calcul al forţelor axiale şi radiale care se exercită asupra unor regiuni din înfăşurările unui transformator electric. Expresiile forţelor conţin serii simple Fourier, puternic convergente.

CZ 621.314.22

TRANSFORMATOR ELECTRIC
CÎMP MAGNETIC DE DISPERSIE

Cârstea, I. : **Calculul numeric al cîmpului magnetic de dispersie în transformatoare prin metoda elementelor finite.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, feb 1980, p. 53

Se demonstrează că soluţionarea iterativă a problemelor de cîmp prin metoda elementelor finite este mai avantajoasă decît celelalte metode de diferenţe finite.

CZ 621.4

TERMOCONDUCTOR
DIFUZIA CĂLDURII

Podeanu, P. şi *Climov, V.* : **Difuzia căldurii într-un temoconductor cu cedare liniară şi neliniară de căldură către mediu.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, feb 1980, p. 56

În lucrare sînt date metode analitice de calcul al difuziei căldurii şi al coeficientului de cedare a căldurii în firele subţiri ale termoelementelor şi termocuplelor pe baza analizei bilanţului energetic, stabilindu-se criterii precise de dimensionare a lor în funcţie de parametrii importanţi.

CZ 621.316.(.57+.925)

INTRERUPĂTOARE AUTOMATE
CU PROTECŢIE LA CURENŢI
DE DEFECT
RELEU DE PROTECŢIE AUTOMATĂ LA CURENŢI DE DEFECT

Niţu, S., Condeescu, S. : **Relee de protecţie automată la curenţi de defect (RPACD) şi întrerupătoare automate cu protecţie la curenţi de defect (IPACD).**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, feb 1980, p. 63

În articol se prezintă cele două soluţii constructive existente actualmente pentru releele cu protecţie automată la curenţi de defect (varianta electromecanică şi varianta electronică), precum şi caracteristicile tehnice şi constructive ale seriei de întrerupătoare USOL cu RPACD realizată la I.I.S. „Electroaparataj" Bucureşti.

CZ 621.327.44

FORMA DE UNDĂ
ENERGIE ELECTRICĂ
BALAST CAPACITIV
LĂMPI FLUORESCENTE

Ivanovici, C., Dornbach, E., Boboc, E. : **Consideraţii pentru alegerea unei soluţii optime în dimensionarea fabricaţiei de balasturi pentru lămpi fluorescente de 14–40 W.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, feb 1980, p. 66

Materialul prezintă unele considerente ce au stat la baza alegerii soluţiei optime de dimensionare a fabricaţiei de balasturi de 14–40 W.

CZ 621.315

IZOLAŢII FLEXIBILE
ADEZIVI

Nicola, Gr. : **Izolaţii flexibile combinate pentru electrotehnică.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, feb 1980, p. 72

Articolul prezintă izolaţiile flexibile combinate realizate la ICME-Bucureşti care posedă bune proprietăţi mecanice şi electrice atît în condiţii normale cît şi după îndoire la 180°.

CZ 621.336 : 629.11.013

TRAFIC URBAN
SURSĂ AUTONOMĂ

Hauler, E. ş.a. : **Electromobilul.**

E.E.E. – Electrotehnica 28, nr. 2, feb 1980, p. 77

Se prezintă sintetic problemele actuale ale electromobilelor cu sursă autonomă de energie. Pe baza unui succint studiu se ajunge la concluzia că în etapa actuală fabricarea şi utilizarea unor vehicule urbane electrice a devenit o necesitate tehnico-economică.

NOTA

MANIFESTĂRI TEHNICO-ŞTIINŢIFICE

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*" *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al institutului de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „*INFORMAŢIA*", Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1768. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.314.22

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСФОРМАТОР
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
ОСЕВЫЕ СИЛЫ

Гицэ, Константин: **Осевые и радиальные силы в электрических трансдформаторах.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, № 2, февраль 1980, стр. 49

В работе представляется способ высчисления осевых и радиальных сил, исполняющихся на некоторых областях обмоток электрического трансформатора. Выражения сил содержат простые серии Фурье, сильно совпадающие.

УДК 621.314.22

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСФОРМАТОР
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ РАССЕЯНИЯ

Кырстя, И.: **Цифровое вычисление магнитного поля рассеяния в трансформаторах методом заканчивающих элементов.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, № 2, февраль 1980, стр. 53

Показывается, что итеративное разрешение проблем поля методом заканчивающих элементов, выгоднее чем остальных методов закончивающих разностей.

УДК 621.4

ТЕПЛОПРОВОД
ДИФФУЗИЯ ТЕПЛОТЫ

Подяну, П. и Климов, В.: **Диффузия теплоты в теплопроводе с линейной и нелинейной передачей теплоты к среде.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, № 2, февраль 1980, стр. 56

В работе даются аналитические методы вычисления диффузии теплоты и коэффициента передачи теплоты в тонких проводах термоэлементов и термопар на основе анализа энергетического баланса, устанавливая точные критерии их размера в зависимости от значительных параметров.

УДК 621.516.(.57+.925)

АВТОМАТИЧЕСКИЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ С ЗАЩИТОЙ ПРИ ТОКАХ ПОВРЕЖДЕНИЯ
РЕЛЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ПРИ ТОКАХ ПОВРЕЖДЕНИЯ

Ницу, С., Кондееску, С.: **Реле автоматической защиты при токах повреждения (РПАСД) и автоматические переключатели с защитой при токах повреждения.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, № 2, февраль 1980, стр. 63

В статье представлены два конструктивные решения, существующие теперь для реле с автоматической защиты при токах повреждения (электромеханической и электронной варианты), как и технические и конструктивные характеристики серии переключателей УСОЛ с РПАКД реализованной в заводе «Электроаппаратаж» в Бухаресте.

УДК 621.327.44

ФОРМА ВОЛНЫ
ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЭНЕРГИЯ
ЕМКОСТНЫЙ БАЛЛАСТ
ФЛУОРЕСЦЕНТНЫЕ ЛАМПЫ

Иванович, К., Дорнбакх, Е., Бобок Е.: **Соображения по выбору оптимального решения в размере изготовления балластов для флуоресцентных ламп 14—40 Вт.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, № 2, февраль 1980, стр. 66

Статья содержит некоторые соображения, которые находились на основе выбора оптимального решения размера изготовления балласта 14—40 Вт.

УДК 621.315

ГИБКАЯ ИЗОЛЯЦИЯ
АДГЕЗИВЫ

Никола, Гр.: **Комбинированные гибкие изоляции для электротехнически.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, № 2, февраль 1980, стр. 72

Статья представляет комбинированные гибкие изоляции реализованные в ICME-Бухарест, которые владеют хорошими механическими электрическими свойствами, так в нормальных условиях, как и после гибки на 180°.

УДК 621.336 : 629.11.013

ГОРОДСКАЯ ПЕРЕВОЗКА
АВТОНОМНЫЕ ИСТОЧНИКИ

Хаулер, Е. и др.: **Электрический автомобиль.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, № 2, февраль 1980, стр. 77

Представляются обобщённо настоящие проблемы электрических автомобилей с автономным источником энергии. На основе краткого исследования приводят к выводу, что в настоящем этапе изготовление и использование некоторых городских электрических средств предвижения стали технико-экономической необходимостью.

НОТЫ

INHALT

DK 621.314.22

ELEKTRISCHER TRANSFORMATOR
MAGNETISCHES FELD
AXIALKRÄFTE

Ghiță, Constantin: **Axial — und Radialkräfte in elektrischen Transformatoren.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 2, Februar 1980, S. 49

In der Arbeit wird ein Verfahren zur Berechnung der Axial — und Radialkräfte, die auf einige Wicklungsbereiche der elektrischen Transformatoren auxgeübt werden, dargestellt. Die Krafteausdrücke enthalten einfache, stark konvergente Fourierreihen.

DK 621.314.22

ELEKTRISCHER TRANSFORMATOR
MAGNETSTREUFELD

Cârstea, I.: **Numerische Berechnung des Magnetstreufeldes in Transformatoren durch die Methode der finiten Elemente.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 2, Februar 1980, S. 53

Es wird bewiesen, dass die iterative Lösung der Feldprobleme durch die Methode der finiten Elemente vorteilhafter ist als die anderen Methoden der finiten Differenzen.

DK 621.4

WÄRMELEITER
WÄRMEDIFFUSION

Podeanu, P. und *Climov, V.* : **Wärmediffusion ind einem Wärmeleiter durch lineare und nichtlineare Wärmeabgabe an das Medium.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 2, Februar 1980, S. 56

In der Arbeit sind analytische Berechnungsmethoden der Wärmediffusion und des Wärmeabgabekoeffizienten in den dünnen Drähten der Thermopaare und Thermoelemente aufgrund der Analyse der Einergiebilanz angegeben, wobei genaue Kriterien von ihrer Bemessung in Abhängigkeit von den wichtigen Parametern festgelegt werden.

DK 621.316.(.57+.925)

SELBSTCHALTER MIT FEHLERSTROMSCHUTZ
RELAIS MIT AUTOMATISCHEM FEHLER-STROMSCHUTZ

Niţu, S., Condeescu, S. : **Relais mit automatischem Fehlerstromschutz (RPACD) und Selbstachalter mit Fehlerstromschutz (IPACD).**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 2, Februar 1980, S. 63

Im Artikel werden die zwei zur Zeit existierenden konstruktiven Lösungen für die Relais mit automatischem Fehlerstromschutz (die elektromechanische und electronische Wariante) sowie die technischen und konstruktiven Merkmale der Schalterserien USOL mit RPACD, die im I.I.S. „Electroaparataj" Bukarest verwirklicht wurden, vorgestellt.

DK 621.324.44

WELLENFORM
ELEKTRISCHE ENERGIE
KAPAZITIVER BALLAST
FLUORESZENZLAMPEN

Ivanovici, C., Dornbach, E., Boboc, E. : **Betrachtungen hinsichtlich der Wahl einer optimalen Losung für die Dimmensionierung der Herstellung des Ballastes für Fluoreszenzlampen von 14–40 W.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 2, Februar 1980, S. 66

Das Material stellt einige Betrachtungen, die der Wahl der optimalen Lösung zur Dimmensionierung der Herstellung des Ballastes von 14–40 W zugrunde liegen, vor.

DK 621.315

FLEXIBLE ISOLATIONEN
HAFTMITTEL

Nicola, Gr. : **Flexible kombinierte Isolationen für die Elektrotechnik.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 2, Februar 1980, S. 72

Der Artikel stellt flexible kombinierte Isolationen, die im ICME-Bukarest verwirklicht wurden und die gute mechanische und elektrische Eigenschaften sowohl in normalen Bedingungen als auch nach einer Biegung um 180° besitzen, vor.

DK 621.336 : 629.11.013

STADTVERKEHR
AUTONOME QUELLE

Hauler, E. u.a. : **Elektromobil.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 2, Februar 1980, S. 77

Es werden die aktuellen Probleme der Elektromobile mit autonomer Energiequelle zusamengefasst dargestellt. Aufgrund eines knappen Studiums kommt man zur Schlussfolgerung, dass in der gegenwärtigen Etappe die Herstellung und Verwendung von elektrischen Stadtfahrzeugen, eine technisch-ökonomische Notroendigheit geworden ist.

NOTEN

CONTENTS

DC 621.314.22

ELECTRICAL TRANSFORMER
MAGNETIC FIELD
AXIAL FORCES

Ghiţă, Constantin : **Axial and radial forces in electrical transformers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 2, feb 1980, p. 49

The paper deals with a computation method of the axial and radial forces acting upon some areas of the electrical transformer windings. The force expressions comprise simple Fourier series, highly convergent.

DC 621.314.22

ELECTRICAL TRANSFORMER
LEAKAGE MAGNETIC FIELD

Cârstea, I. : **Numerical calculation of the leakage magnetic field in transformers, by the finite elements method.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 2, feb 1980, p. 53

It is shown that the iterative solution of the field problems by the finite elements method is more advantageous than by the other finite difference methods.

DC 621.4

HEAT CONDUCTOR
HEAT DIFFUSION

Podeanu, P. and *Climov, V.* : **Heat diffusion in a heat conductor with a linear and non-linear heat rejection to the environment.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 2, feb 1980, p. 56

Analytical computation methods for the heat diffusion and the coefficient of heat rejection to the thermoelements and thermocouples thin wires, on the basis of the energy balance, are given, some accurate dimensioning criteria function of important parameters being also established.

DC 621.316.(.57+.925)

AUTOMATIC SWITCHES PROVIDED WITH FAULT CURRENT PROTECTION
FAULT CURRENT AUTOMATIC PROTECTION RELAY

Niţu, S., Condeescu, S. : **Fault current automatic protection relays (RPACD), and automatic switches provided with fault current protection.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 2, feb 1980, p. 63

The paper presents the two available constructive solutions for the fault current automatic protection relays (the electromechanical and the electronic variants), as well as the technical and constructive characteristics of the USOL series switches, provided with RPACD, developed at I.I.S. „Electroaparataj"-Bucharest.

DC 621.327.44

WAVE-FORM
ELECTRICAL POWER
CAPACITIVE BALLAST
FLUORESCENT LAMPS

Ivanovici, C., Dornbach, E., Boboc, E. : **On the selection of the optimal solution for 14–40 W fluorescent lamps ballast fabrication dimensioning.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 2, feb 1980, p. 66

Some of the reasons according to which the optimal solution has been selected for the 14–40 W ballasts fabrication dimensioning, are presented.

DC 621.315

FLEXIBLE INSULATIONS
ADHESIVES

Nicola, Gr. : **Mixed flexible insulations for electrical engineering.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, feb 1980, p. 72

The paper describes the mixed flexible insulations made at ICME-Bucharest, which possess good mechanical and electrical properties both in normal conditions, and after being bent at 180°.

DC 621.336 : 629.11.013

TOWN TRAFFIC
AUTONOMOUS POWER SUPPLY

Hauler, E. a.o. : **The electrical car.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, feb 1980, p. 77

The present-day problems concerning the autonomous power supply electric cars are briefly presented. On the basis of a concise study one has come to the conclusion that today the manufacturing and the utilization of electric cars have become a technical and economical necessity.

NOTES

SOMMAIRE

CD 621.314.22

TRANSFORMATEUR ÉLECTRIQUE
CHAMP MAGNETIQUE
FORCES AXIALES

Ghiță, C. : **Forces axiales et radiales dans les transformateurs électriques.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, février 1980, p. 49

Dans cet ouvrage on présente un procédé de calcul des forces axiales et radiales qui agissent sur les zones des enroulements d'un transformateur électrique. Les expressions des forces contiennent des séries Fourier simples, convergentes.

CD 621.314.22

TRANSFORMATEUR ÉLECTRIQUE
CHAMP MAGNETIQUE DE DISPERSION

Cârstea, I. : **Calcul numérique du champ magnétique de dispersion dans les transformateurs par la méthode des élements finis.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, février 1980, p. 53

On y démontre que la solution itérative des problemes de champ par la méthode des élements finis est plus avantageuse que les autres méthodes de différences finies.

CD 621.4

THERMOCONDUCTEUR
DIFFUSION DE LA CHALEUR

Podeanu, P. et *Climov, V.* : **Diffusion de la chaleur dans un thermoconducteur à transmission linéaire et non-linéaire de chaleur au milieu.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr, 2. février 1980, p. 56

Dans cet ouvrage on présente des méthodes analytiques de calcul de la diffusion de la chaleur et du coefficient de transmission de la chaleur dans les fils minces des thermoeléments et des thermocouples tout en utilisant l'analyse du bilan d'énergie et en determinant des critères précis de dimensionnement en fonction des principaux paramètres.

CD 621.316.(.57+.925)

DISJONCTEURS AUTOMATIQUES À PROTECTION
CONTRE LES COURANTS DE DÉFAUT

Niţu, S., Condeescu, S. : **Relais de protection automatique contre les courants de défaut (RPACD) et disjoncteurs automatiques, à protection contre les courants de défaut (IPACD).**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, février 1980, p. 63

Dans cet article on envisage les deux solutions constructives utilisées à l'heure actuelle, pour les relais à protection, automatique contre les courants de défaut (variante électromécanique et variante électronique) ainsi que les caractéristiques techniques et constructives de la série de disjoncteurs USOL à RPACD, réalisée à I.I.S. ,,Electroaparataj''-Bucarest.

CD 621.327.44

FORME D'ONDE
ÉNERGIE ÉLECTRIQUE
BALLAST CAPACITIF
LAMPES PAR FLUORESCENCE

Ivanovici, C., Dornbach, E., Boboc, E. : **Considérations pour le choix d'une solution optimale dans le dimensionnement de la fabrication de ballasts pour lampes par fluorescence de 14–40 W.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, février 1980, p. 66

L'exposé présente quelques considérations qui ont déterminé le choix d'une solution optimale de dimensionnement de la fabrication de ballasts de 14–40 W.

CD 621.315

ISOLATIONS FLEXIBLES
ADHÉSIFS

Nicola, Gr. : **Isolations flexibles combinées pour l'électrotechnique.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, février 1980, p. 72

Cet article présente les isolations flexibles combinées réalisées à ICME-Bucarest qui possèdent de bonnes propriétés mécaniques et électriques tant dans des conditions normales qu'après le pliage à 180°.

CD 621.336 : 629.11.013

TRAFIC URBAINE
SOURCE AUTONOME

Hauler, E. et d'a. : **Electromobile.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 2, février 1980, p. 77

On y aborde d'une manière opthétique les problèmes actuels des électromobiles à source autonome d'énergie. Sur la base d'une étude succincte on aboutit à la conclusion que dans l'étape actuelle la fabrication ainsi que l'emploi des véhicules urbaines électriques est devenue une nécessité technico-économique.

NOTES

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 2

CZ 621.314.22

TRANSFORMATOR ELECTRIC
CÎMP MAGNETIC
FORŢE AXIALE

Forţe axiale şi radiale în transformatoarele electrice

CONSTANTIN GHIŢĂ* — Bucureşti

Introducere

Înfăşurările transformatorului parcurse de curenţi, se află în cîmpul magnetic de dispersie din fereastra acestuia. Asupra înfăşurărilor se exercită forţe axiale şi radiale, care supun la eforturi mecanice izolaţia şi părţile de consolidare mecanică ale înfăşurărilor. În regimul de scurtcircuit solicitările electrodinamice din transformator ating valori foarte mari; de aceea pentru proiectarea transformatorului, aceste solicitări trebuie aflate cît mai precis.

În anul 1928 E. Roth [1] a calculat forţele care se exercită asupra înfăşurărilor transformatorului, considerînd permeabilitatea fierului infinită, curentul de mers în gol nul şi configuraţia plan paralelă a spectrului liniilor de cîmp. Expresiile acestor forţe găsite de E. Roth, prezintă două dezavantaje: conţin serii duble Fourier şi seriile sînt slab convergente.

Prezenta lucrare îşi propune să găsească pentru forţele axiale şi radiale care acţionează asupra înfăşurărilor transformatorului, expresii care să conţină serii simple Fourier, puternic convergente, în aceleaşi ipoteze ca şi E. Roth.

În calcule se consideră cazul general al unui transformator care are înfăşurările formate din galeţi în număr diferit pentru cele două înfăşurări. Galeţii celor două înfăşurări se presupun de dimensiuni axiale oarecare, dispuşi oricum pe înălţimea coloanei transformatorului şi parcurşi de densităţi de curent oarecare.

1. Calculul forţelor axiale şi radiale care acţionează asupra înfăşurărilor transformatorului electric

Se consideră un transformator electric monofazat ale cărui înfăşurări sînt realizate în galeţi. Înfăşurarea de joasă tensiune aşezată lîngă coloana transformatorului este compusă din g_1 galeţi, iar înfăşurarea de înaltă tensiune este compusă din g_2 galeţi, cum se arată în figura 1. Galeţii de joasă tensiune au aceeaşi dimensiune radială $\alpha_1 = a'_1 - a_1$ şi înălţimi diferite $\beta_{1j} = b'_{1j} - b_{1j}$. Galeţii de înaltă tensiune au, de asemenea, aceeaşi dimensiune radială $\alpha_2 = a'_2 - a_2$ şi înălţimi diferite $\beta_{2j} = b'_{2j} - b_{2j}$. Cu j s-a notat ordinul galetului.

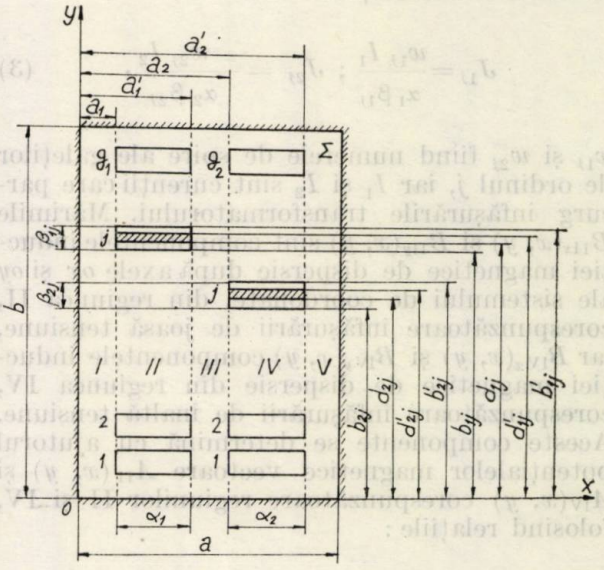


Fig. 1. Dimensiunile geometrice ale galeţilor aparţinînd celor două înfăşurări ale transformatorului.

Suprafaţa Σ a ferestrei transformatorului este, deci, împărţită în cinci regiuni I, II, III, IV, V, cum se vede din figura 1. Asupra porţiunii galetului j al înfăşurării de joasă tensiune, delimitată de ordonatele d_{1j} şi d'_{1j} se exercită forţa radială F_{x1j} şi forţa axială F_{y1j}, forţe care se consideră raportate la unitatea de lungime.

* Dr. ing. *Ghiţă, C.* este şef de lucrări la Institutul politehnic-Bucureşti, Facultatea de electrotehnică.

Aceste forțe sînt date de expresiile :

$$\begin{cases} F_{x1j} = \int_{a_1}^{a'_1} \int_{d_{1j}}^{d'_{1j}} J_{1j}(x, y)\, B_{\mathrm{II}y}(x, y)\, dx\, dy \\ F_{y1j} = \int_{a_1}^{a'_1} \int_{d_{1j}}^{d'_{1j}} J_{1j}(x, y)\, B_{\mathrm{II}x}(x, y)\, dx\, dy. \end{cases} \quad (1)$$

Similar, cu F_{x2j} și F_{y2j} s-au notat forțele radială și axială, raportate la unitatea de lungime, care acționează asupra porțiunii delimitată de ordonatele d_{2j} și d'_{2j} ale galetului j aparținînd înfășurării de înaltă tensiune a transformatorului.

$$\begin{cases} F_{x2j} = \int_{a_2}^{a'_2} \int_{d_{2j}}^{d'_{2j}} J_{2j}(x, y)\, B_{\mathrm{IV}y}(x, y)\, dxdy \\ F_{y2j} = \int_{a_2}^{a'_2} \int_{d_{2j}}^{d'_{2j}} J_{2j}(x, y) B_{\mathrm{IV}x}(x, y)\, dxdy. \end{cases} \quad (2)$$

În relațiile (1) și (2) J_{1j} și J_{2j} reprezintă densitățile de curent corespunzătoare galetului de ordinul j al înfășurării de joasă tensiune, respectiv de înaltă tensiune. În calculele care urmează, aceste densități se consideră constante și sînt date de relațiile :

$$J_{1j} = \frac{w_{1j} I_1}{\alpha_1 \beta_{1j}} \; ; \; J_{2j} = \frac{-w_{2j} I_2}{\alpha_2 \beta_{2j}}, \quad (3)$$

w_{1j} și w_{2j} fiind numerele de spire ale galeților de ordinul j, iar I_1 și I_2 sînt curenții care parcurg înfășurările transformatorului. Mărimile $B_{\mathrm{II}x}(x, y)$ și $B_{\mathrm{II}y}(x, y)$ sînt componentele inducției magnetice de dispersie după axele ox și oy ale sistemului de coordonate, din regiunea II, corespunzătoare înfășurării de joasă tensiune, iar $B_{\mathrm{IV}x}(x, y)$ și $B_{\mathrm{IV}y}(x, y)$ componentele inducției magnetice de dispersie din regiunea IV, corespunzătoare înfășurării de înaltă tensiune. Aceste componente se determină cu ajutorul potențialelor magnetice vectoare $A_{\mathrm{II}}(x, y)$ și $A_{\mathrm{IV}}(x, y)$ corespunzătoare regiunilor II și IV, folosind relațiile :

$$\begin{cases} B_{kx}(x, y) = \dfrac{\partial A_k(x, y)}{\partial y} \; ; \; B_{ky}(x, y) = -\dfrac{\partial A_k(x, y)}{\partial x} \\ k = \mathrm{II},\ \mathrm{IV}. \end{cases} \quad (4)$$

Potențialele $A_{\mathrm{II}}(x, y)$ și $A_{\mathrm{IV}}(x, y)$ se determină cu ajutorul formulei :

$$\bar{A}(x, y) = \int_{\Sigma} \bar{J}(x, y)\, G(x, y\,;\, x_0, y_0)\, dx_0\, dy_0 + \bar{A}_0, \quad (5)$$

aplicată pentru regiunea II cînd se obține :

$$A_{\mathrm{II}}(x, y) = \sum_{j=1}^{g_1} \left[\int_{a_1}^{x} \int_{b_{1j}}^{b'_{1j}} J_{1j} G_2(x, y\,;\, x_0, y_0) dx_0 dy_0 + \right.$$

$$\left. + \int_{x}^{a'_1} \int_{b_{1j}}^{b'_{1j}} J_{1j}\, G_1(x, y\,;\, x_0,\ y_0)\ dx_0\, dy_0 \right] +$$

$$\sum_{j=1}^{g_2} \int_{a_2}^{a'_2} \int_{b_{2j}}^{b'_{2j}} J_{2j}\, G_1(x, y\,;\, x_0, y_0)\, dx_0\, dy_0 + A_{\mathrm{II}_0} \quad (6)$$

și aplicată pentru regiunea IV, cînd se obține relația :

$$A_{\mathrm{IV}}(x, y) = \sum_{j=1}^{g_1} \int_{a_1}^{a'_1} \int_{b_{1j}}^{b'_{1j}} J_{1j} G_2(x, y\,;\, x_0, y_0)\, dx_0 dy_0 +$$

$$+ \sum_{j=1}^{g_2} \left[\int_{a_2}^{x} \int_{b_{2j}}^{b'_{2j}} J_{2j} G_2(x, y\,;\, x_0,\ y_0)\, dx_0\, dy_0 + \right.$$

$$\left. \int_{x}^{a'_2} \int_{b_{2j}}^{b'_{2j}} J_{2j} G_1(x, y\,;\, x_0,\ y_0)\, dx_0\, dy_0 \right] + A_{\mathrm{IV}_0}. \quad (7)$$

Funcțiile $G_1(x,\ y\,;\ x_0,\ y_0)$ și $G_2(x, y\,;\, x_0, y_0)$ care apar în relațiile (6) și (7) sînt cele două expresii ale funcției lui Green pentru operatorul lui Laplace și pentru condiții de frontieră de tip Neumann, în cazul descompunerii domeniului de integrare în două subdomenii [2]. Expresiile lor se indică în lucrările [2] și [3].

În relațiile (6) și (7) apar două constante arbitrare $A_{\mathrm{II}0}$ și $A_{\mathrm{IV}0}$ ale căror valori nu influențează valorile inducțiilor magnetice $B_{\mathrm{II}x}$, $B_{\mathrm{II}y}$, $B_{\mathrm{IV}x}$, $B_{\mathrm{IV}y}$ și, deci, nici valorile forțelor axiale și radiale F_{x1j}, F_{x2j}, F_{y1j}, F_{y2j}.

Se determină expresiile potențialelor magnetice vectoare $A_{\mathrm{II}}(x, y)$ și $A_{\mathrm{IV}}(x, y)$ cu ajutorul relațiilor (6) și (7), după aceea se calculează componentele după axele ox și oy ale inducției magnetice din regiunile II și IV folosind relațiile (4). Apoi se efectuează integralele duble (1) și (2) și, în final, se obțin expresiile forțelor F_{x1j}, F_{y1j}, F_{x2j}, F_{y2j} de forma următoare :

$$\begin{cases} F_{x1j} = J_{1j} \left\{ U_1 - \sum_{n=1}^{\infty} S_1 [C_1 R_1 + (D_1 + E_2) T_1] \right\} \\ F_{y1j} = J_{1j} \left\{ V_1 - \sum_{n=1}^{\infty} W_1 \left[\frac{n\pi}{b} \alpha_1 B_1 + C_1 M_1 - \right. \right. \\ \qquad \left. \left. - (D_1 + E_2) N_1 \right] \right\} \\ F_{x2j} = J_{2j} \left\{ U_2 - \sum_{n=1}^{\infty} S_2 [(C_2 - F_1) R_2 + D_2 T_2] \right\} \\ F_{y2j} = J_{2j} \left\{ V_2 - \sum_{n=1}^{\infty} W_2 \left[\frac{n\pi}{b} \alpha_2 B_2 + \right. \right. \\ \qquad \left. \left. (C_2 - F_1) M_2 - D_2 N_2 \right] \right\}. \end{cases} \quad (8)$$

În expresiile forțelor de mai sus apar, printre altele, mărimile următoare :

$$\begin{cases} S_i = \left(\frac{b}{n\pi}\right)^2 \left(\sin\frac{n\pi d'_{ij}}{b} - \sin\frac{n\pi d_{ij}}{b}\right) \\ R_i = \operatorname{ch}\frac{n\pi(a-a'_i)}{b} - \operatorname{ch}\frac{n\pi(a-a_i)}{b} \\ T_i = \operatorname{ch}\frac{n\pi a'_i}{b} - \operatorname{ch}\frac{n\pi a_i}{b} \\ W_i = \left(\frac{b}{n\pi}\right)^2 \left(\cos\frac{n\pi d'_{ij}}{b} - \cos\frac{n\pi d_{ij}}{b}\right) \\ M_i = \operatorname{sh}\frac{n\pi(a-a'_i)}{b} - \operatorname{sh}\frac{n\pi(a-a_i)}{b} \\ N_i = \operatorname{sh}\frac{n\pi a'_i}{b} - \operatorname{sh}\frac{n\pi a_i}{b} \\ i = 1;\ 2. \end{cases} \tag{9}$$

Celelalte mărimi care apar în relațiile (8) se definesc după ce se introduc următoarele notații :

$$\begin{cases} P = \frac{\mu_0}{2b(a+b)} \cdot \left(\alpha_1 \sum_{j=1}^{g_1} J_{1j}\beta_{1j} + \alpha_2 \sum_{j=1}^{g_2} J_{2j}\beta_{2j}\right) \\ Q_i = \frac{2\mu_0 b}{n^2\pi^2 \cdot \operatorname{sh}\frac{n\pi a}{b}} \cdot \sum_{j=1}^{g_i} J_{ij}\left(\sin\frac{n\pi b_{ij}}{b} - \sin\frac{n\pi b'_{ij}}{b}\right) \\ G_i = \frac{\mu_0}{b} \cdot \sum_{j=1}^{g_i} J_{ij}\,\beta_{ij} \\ \gamma_i = \begin{cases} 0, \text{ pentru } i = 1 \\ \alpha_1\alpha_2 G_1 \beta_{2j}, \text{ pentru } i = 2 \end{cases} \\ i = 1;\ 2, \end{cases} \tag{10}$$

în felul următor :

$$\begin{cases} B_i = Q_i \operatorname{sh}\frac{n\pi a}{b},\ C_i = Q_i \operatorname{sh}\frac{n\pi a_i}{b} \\ D_i = Q_i \operatorname{sh}\frac{n\pi(a-a'_i)}{b},\ E_2 = Q_2 M_2,\ F_1 = Q_1 N_1 \\ U_i = (d'_{ij} - d_{ij})\left[(G_i - 2P)\frac{a'^2_i - a^2_i}{2} - \right. \\ \left. - \alpha_i (Pb - G_i a_i)\right] + \gamma_i \\ V_i = \alpha_i (d'_{ij} - d_{ij})\,[Pb - P(d'_{ij} + d_{ij})] \\ i = 1;\ 2. \end{cases} \tag{11}$$

Determinarea forțelor axiale și radiale F_{x1j}, F_{x2j}, F_{y1j}, F_{y2j} cu ajutorul relațiilor (8) are la bază aceleași ipoteze simplificatoare cu ale lui E. Roth. Metoda de determinare este însă alta, iar rezultatele finale sînt puse sub o formă mai simplă și mult mai convenabilă pentru calcul. Din punct de vedere al mărimii erorilor de determinare a forțelor, nu există deosebiri față de cele constatate experimental de E. Roth. Timpul de calcul al acestor forțe în limita acelorași erori, este de aproximativ 40 de ori mai mic, dacă se folosesc relațiile din lucrare, decît dacă se folosesc relațiile lui E. Roth.

Cazuri particulare

a. În cazul înfășurărilor cilindrice (fig. 2) stratificate, forțele care acționează asupra înfășurărilor se determină cu relațiile (8) în care

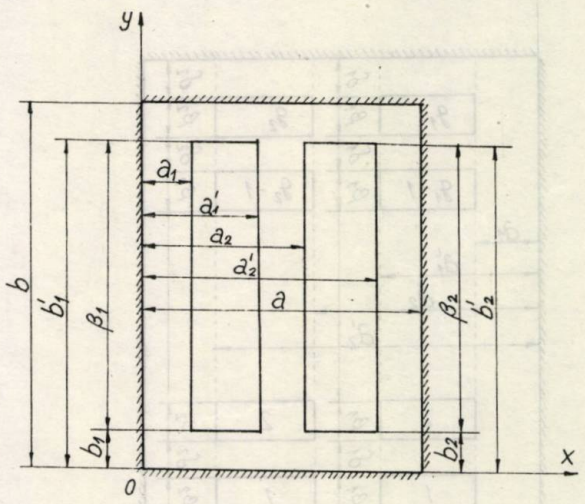


Fig. 2. Transformator cu înfășurări cilindrice continue.

se consideră $g_1 = g_2 = 1$, mărimile J_{1j}, J_{2j}, β_{1j}, β_{2j}, b_{1j}, b_{2j}, b'_{1j}, b'_{2j} devin J_1, J_2, β_1, β_2, b_1, b'_1, b'_2, iar sumele din relațiile (10) dispar. Forțele care acționează asupra înfășurărilor sînt F_{x1}, F_{x2}, F_{y1}, F_{y2}.

b. În cazul transformatorului cu înfășurări cilindrice continue, avînd înfășurarea de înaltă tensiune formată din două părți (fig. 3), pentru

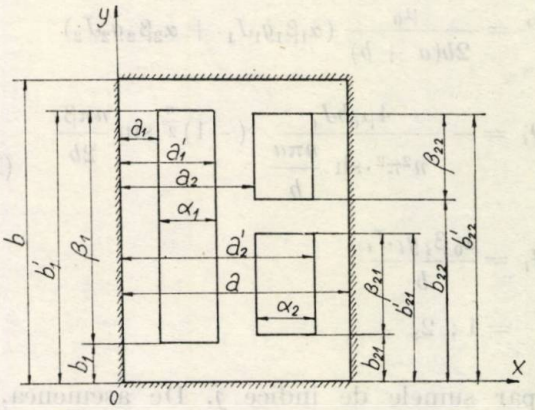


Fig. 3. Transformator cu înfășurări cilindrice continue, cu galeți de reglaj pe înfășurarea de înaltă tensiune.

calculul forţelor F_{x1}, F_{y1} care acţionează asupra înfăşurării de joasă tensiune şi a forţelor F_{x21}, F_{y21}, F_{x22}, F_{y22} care acţionează asupra celor două părţi ale înfăşurării de înaltă tensiune se folosesc relaţiile (8), în care se consideră $g_1 = 1$ şi $g_2 = 2$, cu dimensiunile înfăşurărilor notate ca în figura 3.

c. Înfăşurările transformatorului sînt realizate din g_1 galeţi identici pe înfăşurarea de joasă tensiune şi din g_2 galeţi identici pe înfăşurarea de înaltă tensiune. Se presupune că galeţii celor două înfăşurări sînt aşezaţi simetric pe înălţimea coloanei aşa cum se arată în figura 4.

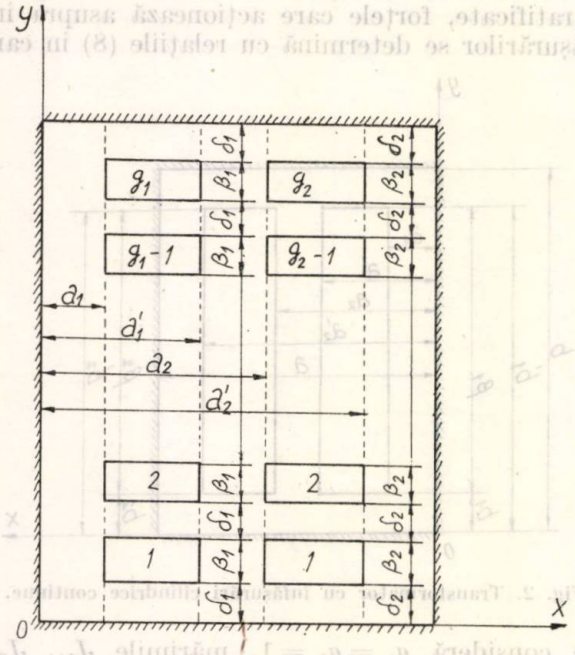


Fig. 4. Transformator cu galeţi identici pe fiecare din cele două înfăşurări, aşezaţi simetric pe înălţimea coloanei.

În acest caz densităţile de curent de calcul sînt aceleaşi pentru toţi galeţii unei înfăşurări, şi anume, J_1 şi J_2. În expresiile (10) care se simplifică astfel:

$$\begin{cases} P = \dfrac{\mu_0}{2b(a+b)} (\alpha_1\beta_1 g_1 J_1 + \alpha_2\beta_2 g_2 J_2) \\ Q_i = -\dfrac{4\mu_0 b J_i}{n^2\pi^2 \cdot \operatorname{sh} \dfrac{n\pi a}{b}} \cdot (-1)^{\frac{n}{2}} \sin \dfrac{n\pi\beta_i}{2b} \\ G_i = \dfrac{\mu_0 \beta_i g_i J_i}{b} \\ i = 1;\ 2, \end{cases} \tag{10'}$$

dispar sumele de indice j. De asemenea, în relaţiile (8) indicele de sumare n, pentru acest caz, ia numai valori pare.

2. Verificări numerice

Verificările numerice se fac pe un transformator cu înfăşurări cilindrice continue caracterizat de următoarele date constructive: $a_1/a = 0{,}05$; $a'_1/a = 0{,}45$; $\alpha_1/a = 0{,}4$; $a_2/a = 0{,}55$; $a'_2/a = 0{,}95$; $b_1 = 0{,}05$; $b'_1/b = 0{,}95$; $\beta_1/b = 0{,}9$; $b_2/b = 0{,}075$; $b'_2/b = 0{,}925$; $\beta_2/b = 0{,}85$; $\alpha_2/a = 0{,}4$. Dimensiunile ferestrei transformatorului sînt $a = 0{,}04$ m şi $b = 0{,}2$ m. Densităţile de curent sînt $J_1 = 40$ A/mm^2 şi $J_2 = -43{,}2$ A/mm^2. Se calculează forţele axiale şi radiale care acţionează asupra jumătăţilor de jos ale înfăşurărilor transformatorului şi se consideră, prin urmare, pentru dimensiunile d_1, d'_1, d_2, d'_2, valorile relative: $d_1/b = 0{,}05$; $d'_1/b = 0{,}5$; $d_2/b = 0{,}075$; $d'_2/b = 0{,}5$.

Valoarea indicelui de sumare n se ia egală cu 30. Forţele radiale şi axiale care acţionează asupra jumătăţilor de jos ale înfăşurărilor calculate cu relaţiile (8), au următoarele valori: $F_{x1} = -30\,540{,}7$ N; $F_{y1} = 2\,905{,}3$ N; $F_{x2} = 32\,539{,}5$ N; $F_{y2} = 3\,349{,}7$ N.

Aceleaşi forţe s-au calculat şi cu formulele folosite uzual în literatură [4], deduse în ipoteza în care liniile cîmpului magnetic de dispersie sînt drepte paralele cu coloana transformatorului. Aceste forţe au expresiile:

$$\begin{cases} F^*_{xij} = \dfrac{1}{2}\mu_0 (J_{ij}\alpha_i)^2 k_{Ri} (d'_{ij} - d_{ij}) \\ F^*_{yij} = \dfrac{F^*_{xij}}{d'_{ij} - d_{ij}} \left(a_2 - a'_1 + \dfrac{\alpha_1 + \alpha_2}{3} \right) \\ i = 1;\ 2, \end{cases} \tag{12}$$

în care k_{R1} şi k_{R2} sînt coeficienţii lui Rogowski [4], corespunzători porţiunilor de înfăşurări asupra cărora se calculează forţele axiale şi radiale. Pentru transformatorul considerat aceste forţe au valorile: $F^*_{x1} = -25\,183{,}1$ N; $F^*_{y1} = 4\,103{,}9$ N; $F^*_{x2} = 26\,785{,}8$ N; $F^*_{y2} = 4\,621{,}8$ N.

Se constată că forţele radiale calculate cu relaţiile din lucrare sînt mai mari decît acelea calculate cu relaţiile (12), iar cele axiale sînt mai mici. Relaţiile (8) aproximează mult mai bine valorile forţelor axiale şi radiale din transformator, decît relaţiile (12), cum se arată şi în lucrarea [1].

3. Concluzii

Cu ajutorul relaţiilor stabilite în lucrare se pot calcula forţele axiale şi radiale care acţionează asupra unor porţiuni din înfăşurările unui transformator. Expresii pentru aceste forţe au fost stabilite de E. Roth din anul 1928, dar acestea aveau două dezavantaje mari; conţineau serii duble Fourier şi aceste serii erau slab convergente.

În lucrare se stabilesc, folosind metoda funcției lui Green, descompusă pe subdomenii, expresii pentru forțele axiale și radiale din transformator care elimină cele două dezavantaje ale expresiilor lui E. Roth, ele conținînd serii simple Fourier, puternic convergente.

Din punct de vedere al erorilor de determinare a acestor forțe nu există deosebiri față de cele constatate experimental de E. Roth, deoarece ipotezele de calcul folosite sînt aceleași.

Bibliografie

[1] *Roth, E.* Analytical study of the leakage field of transformers and mechanical forces acting on the windings In : R.G.E., **23**, nr. 5, 1928.

[2] *Ciric, I.* Green functions of the Laplace operator for internal Neumann problems. In : Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotech. et Energ. **20**, nr. 3, 1970.

[3] *Ghiță, C.* Calculul cîmpului magnetic de dispersie la transformatoare. In : St. Cerc. Energ. Electr., **24**, nr. 2, 1974.

[4] *Bălă, C.* Proiectarea mașinilor electrice, București, Ed. did. și ped., 1967.

CZ 621.314.22

TRANSFORMATOARE ELECTRICE
CÎMP MAGNETIC DE DISPERSIE

Calculul numeric al cîmpului magnetic de dispersie în transformatoare prin metoda elementelor finite

ION CÂRSTEA* — Craiova

Introducere

În majoritatea problemelor de electromagnetism, calculul numeric al cîmpului se face utilizînd metodele diferențelor finite. În ultima vreme o atenție sporită se acordă metodei elementelor finite, consecința formulării variaționale a problemelor de cîmp.

În acest articol se prezintă această metodă aplicată la calculul cîmpului magnetic de dispersie în transformatoare. Acest calcul este necesar atît pentru determinarea forțelor electrodinamice la scurtcircuit brusc cît și a pierderilor prin curenți turbionari și este deci fundamental pentru proiectanții acestor aparate.

1. Stabilirea relațiilor de calcul

Pentru cîmpurile simetrice avînd ca axă de simetrie direcția z se alege sistemul de coordonate cilindrice r, z, θ.

Sensul pozitiv al lui θ se alege astfel încît versorii $\bar{n}_r$, $\bar{n}_z$, $\bar{n}_\theta$ (unde $\bar{n}_\theta$ este versorul tangentei în sensul pozitiv al lui θ), satisfac relația vectorială : $\bar{n}_\theta = \bar{n}_z \times \bar{n}_r$.

Pentru un curent în sensul pozitiv al lui θ, potențialul magnetic vector are aceeași direcție $\bar{A} = A\,\bar{n}_\theta$, și satisface următoarea ecuație cvasi-Poisson neliniară :

$$\operatorname{rot}\left(\frac{1}{\mu}\operatorname{rot}\bar{A}\right) = \bar{J}, \qquad (1)$$

unde $\bar{J}$ este vectorul densității de curent, iar μ permeabilitatea magnetică. Pentru medii liniare și omogene (cazul în discuție), ecuația (1) devine :

$$\Delta\bar{A} = -\mu\bar{J}, \qquad (2)$$

iar inducția magnetică B are numai componente după axele r și z :

$$B_r = -\frac{\partial A}{\partial z} \qquad B_z = \frac{A}{r} + \frac{\partial A}{\partial r}.$$

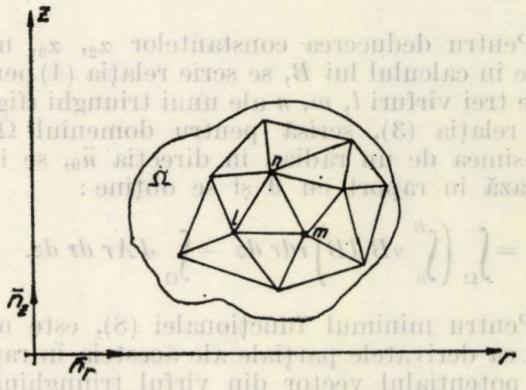


Fig. 1

Se demonstrează că ecuația Poisson pe care o satisface $\bar{A}$ este echivalentă cu minimizarea funcționalei energiei totale [2] :

$$F = \int_\Omega \left(\int_0^B \nu B\,dB\right) d\Omega - \int_\Omega JA\,d\Omega, \qquad (3)$$

unde ν este reluctivitatea mediului, iar Ω domeniul în care se calculează cîmpul. Pentru minimizarea funcționalei (3), domeniul Ω se împarte într-o mulțime de elemente finite de

* Ing. *Cârstea, I.* este asistent la Facultatea de electrotehnică, Universitatea — Craiova.

forma unor prisme triunghiulare cu grosimea de un radian în direcţia θ. Într-un element (fig. 1) se aproximează potenţialul magnetic A printr-un polinom de gradul I :

$$A = \alpha_1 + \alpha_2 r + \alpha_3 z \tag{4}$$

şi, deci, inducţia $\bar{B}$ are componentele :

$$B_r = -\alpha_3,$$

$$B_z = \frac{A}{r} + \alpha_2. \tag{5}$$

Observaţii

Toate mărimile referitoare la un vîrf al triunghiului (coordonate, potenţiale etc.) vor avea ca indice vîrful respectiv.

În soluţionarea numerică a problemei, triunghiurile se iau foarte mici astfel încît componenta axială B_z se poate considera constantă în interiorul unui astfel de element şi egală cu cea din centrul de greutate al triunghiului:

$$B_z = \frac{A_c}{r_c} + \alpha_2, \tag{6}$$

unde :

$$r_c = \frac{1}{3}(r_l + r_m + r_n),$$

$$A_c = \frac{1}{3}(A_l + A_m + A_n). \tag{7}$$

Pentru deducerea constantelor α_2, α_3, necesare în calculul lui B, se scrie relaţia (4) pentru cele trei vîrfuri l, m, n ale unui triunghi (fig. 1). În relaţia (3), scrisă pentru domeniul Ω cu grosimea de un radian în direcţia $\bar{n}_\theta$, se integrează în raport cu θ şi se obţine :

$$F = \int_\Omega \left(\int_0^B \nu B \, dB \right) r \, dr \, dz - \int_\Omega J A r \, dr \, dz. \tag{8}$$

Pentru minimul funcţionalei (8), este necesar ca derivatele parţiale ale acesteia în raport cu potenţialul vector din vîrful triunghiurilor să fie zero :

$$\frac{\partial F}{\partial A_i} = 0 \quad i = l, \; m, \; n, \; \ldots \tag{9}$$

Scriind relaţia (8) pentru un triunghi t şi calculînd derivatele parţiale în raport cu potenţialul vîrfului l se obţine :

$$\frac{\partial F}{\partial A_l} = \frac{\nu r_c}{2}\left[\alpha_2 (z_m - z_n) + \alpha_3 (r_n - r_m) + \frac{1}{3r_c}\left(D\alpha_2 + 3A_c(z_m - z_n) + \frac{DA_c}{r_c} \right) \right] - \frac{J \cdot r_c D}{6}. \tag{10}$$

Dacă se consideră relaţia (9), în raport cu potenţialul vector l, contribuţie aduc numai triunghiurile alăturate vîrfului l. Fie T grupul acestor triunghiuri. Însumînd relaţiile (10) pentru grupul acestor triunghiuri se obţine :

$$A_l \sum_{t \in T} \nu k_{1t} + \sum_{t \in T} (A_m \nu k_{2t} + A_n \nu k_{3t}) + k_T = 0, \tag{11}$$

unde :

$$k_{1t} = \frac{r_c}{2D}\left[(z_m - z_n)^2 + (r_n - r_m)^2 \right] + \frac{z_m - z_n}{3} + \frac{D}{18 r_c},$$

$$k_{2t} = \frac{r_c}{2D}\left[(z_m - z_n)(z_n - z_l) + (r_n - r_m)(r_l - r_n) \right] + \frac{z_m - z_l}{6} + \frac{D}{18 r_c},$$

$$k_{3t} = \frac{r_c}{2D}\left[(z_m - z_n)(z_l - z_m) + (r_n - r_m)(r_m - r_l) \right] + \frac{z_l - z_n}{6} + \frac{D}{18 r_c},$$

$$k_T = -\sum_{t \in T} \frac{JD}{6},$$

$$D = (r_m z_n - r_n z_m) + (r_n z_l - r_l z_n) + (r_l z_m - r_m z_l).$$

Dacă vîrfurile l, m, n se iau în sens trigonometric, D are o valoare pozitivă şi egală cu dulbul ariei triunghiului lmn. Constantele k_{1t}, k_{2t}, k_{3t} sînt caracteristice pentru fiecare triunghi în timp ce k_T este o caracteristică a grupului de triunghiuri.

Din (11) se obţine următoarea formulă finală :

$$A_l = \frac{-1}{\sum_{t \in T} \nu k_{1t}} \left[\sum_{t \in T} (A_m \nu k_{2t} + A_n \nu k_{3t}) + k_T \right]. \tag{12}$$

2. Soluţia iterativă a problemei de cîmp

Potrivit ecuaţiei (12), potenţialul vector A în orice vîrf l, poate fi exprimat ca o funcţie de potenţialele vector ale vîrfurilor vecine. Problema este rezolvată cînd această ecuaţie este satisfăcută pentru toate vîrfurile reţelei ce acoperă domeniul. Metoda de calcul este iterativă :

1° — se iniţializează toate potenţialele din vîrfurile reţelei ce acoperă domeniul la valoarea zero şi se notează aceste potenţiale cu A° ;

2° — se calculează pentru fiecare vîrf valoarea A_l cu relaţia (12) şi se atribuie vîrfului respectiv valoarea :

$$A^1 = A^\circ + f_A(A_l - A^\circ), \tag{13}$$

unde : f_A se numeşte factor de convergenţă şi se alege prin încercări, astfel încît să dea cea mai bună viteză de convergenţă soluţiei. Acest factor se ia în jurul lui 1,9. Procedeul este repetat pentru toate vîrfurile reţelei, cu excepţia celor de pe frontiera domeniului.

La sfîrşitul primei iteraţii, valorile care au fost calculate pentru toate nodurile reţelei, se iau ca valori $A°$ pentru a doua iteraţie, adică se poate scrie relaţia (13) într-o formă mai generală :

$$A^i = A^{i-1} + f_A(A_i - A^{i-1}); \; i=1, 2, \ldots \quad (14)$$

i = numărul iteraţiei.

Procedeul iterativ se consideră terminat atunci cînd diferenţele între două iteraţii sînt mai mici decît o precizie impusă. Viteza de convergenţă a metodei se poate îmbunătăţi dacă procedeul se realizează în două etape : o etapă utilizînd o reţea grosieră şi o a doua etapă folosind o reţea mai fină.

Pentru reducerea timpului de calcul, utilizînd calculatoare numerice, anumite constante cum ar fi k_{1l}, k_{2l}, k_{3l} din ecuaţia (12) pot fi memorate pentru utilizarea lor la fiecare iteraţie.

Pentru reducerea memoriei necesare, numărul de triunghiuri în jurul fiecărui vîrf se ia rezonabil ; în practică se ia în jur de 6. În figura 2 se arată un vîrf l înconjurat de 6 triunghiuri cu vîrfurile numerotate de la 1 la 6.

După satisfacerea relaţiei (12) pentru reţeaua grosieră, sînt generate noi vîrfuri la mijlocul laturilor triunghiurilor reţelei iniţiale (vezi liniile punctate) şi în felul acesta dintr-un

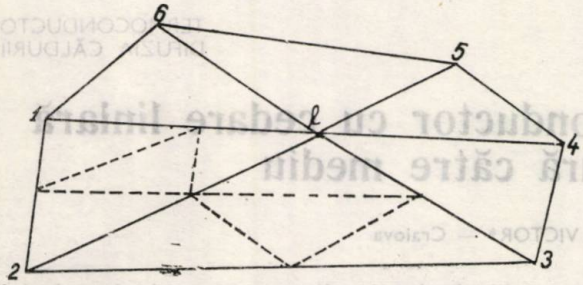


Fig. 2

triunghi apar alte patru triunghiuri. În urma acestei diviziuni fiecare vîrf (cu excepţia celor de pe frontieră) este înconjurat de şase triunghiuri. Noilor vîrfuri li se asociază potenţiale vector egale cu media potenţialelor din vîrfurile vecine aparţinînd reţelei grosiere.

Vîrfurile reţelei grosiere îşi menţin valoarea potenţialelor magnetice calculate. Se caută, pornind cu aceste valori, soluţia printr-un procedeu iterativ descris de (14) însă pentru grila fină. Factorul de convergenţă pentru grila fină se ia în jurul valorii 1.

3. Trasarea reţelei. Condiţii pe frontieră

În cazul transformatoarelor domeniul Ω în care se calculează cîmpul este de formă dreptunghiulară (fig. 3).

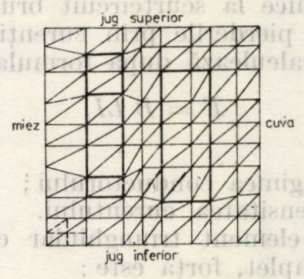


Fig. 3

Datorită acestei particularităţi, trasarea reţelei (grilei) se poate face automat. Se definesc segmentele de înfăşurare ca fiind porţiuni din înfăşurare cu o dispunere uniformă a conductorilor şi o densitate a curentului constantă (porţiunile cu linie groasă din fig. 3).

Liniile grilei trebuie astfel trasate, încît frontierele segmentelor de înfăşurare să coincidă cu anumite linii. Aceasta se poate face fie prin datele de intrare, fie automat prin utilizarea unui subprogram în acest scop. Liniile axiale şi radiale împart domeniul Ω în elemente dreptunghiulare şi trapezoidale care sînt împărţite în triunghiuri (colţul din stînga jos).

După ce se rezolvă problema pentru grila grosieră, se împarte fiecare triunghi în alte patru triunghiuri (liniile punctate din fig. 3) şi se caută soluţia pentru această grilă. În cazul nodurilor interioare din domeniul Ω, se utilizează relaţia de calcul (12).

Dacă un domeniu prezintă o constantă de permeabilitate neomogenă, se pot alege elementele în aşa fel încît frontierele lor să coincidă cu suprafaţa de separaţie între mediile de permeabilitate diferită. Condiţiile de frontieră în cazul a două medii de reluctivităţi diferite ν_1 şi ν_2 sînt :

$$\nu_1 \frac{\partial A}{\partial n}\bigg|_{S_1} = \nu_2 \frac{\partial A}{\partial n}\bigg|_{S_2},$$

unde : $\frac{\partial}{\partial n}$ este derivată după normala la suprafeţele de separaţie S_1 şi S_2 ale celor două medii. Această condiţie, care presupune conservarea componentei tangenţiale a cîmpului magnetic $\bar{H}$, este satisfăcută automat în procesul minimizării funcţionalei (8).

La transformatoare, condiţiile la limită cel mai frecvent întîlnite sînt condiţii de tip Neumann. Aceste condiţii sînt omogene cînd se consideră permeabilitatea fierului infinită. Un punct pe frontiera domeniului se tratează în mod asemănător cu un punct interior cu excepţia că e înconjurat de un număr mai mic de triunghiuri.

4. Concluzii

Avînd determinat potențialul magnetic vector în fiecare vîrf al rețelei, se poate calcula inducția magnetică și pe baza acesteia forțele electrodinamice la scurtcircuit brusc în transformator și pierderile prin curenți turbionari. Forțele se calculează după formula :

$$F = B\,LI,$$

unde :

L este lungimea conductorului ;

I — intensitatea curentului.

Pentru un element triunghiular cu lungimea un cerc complet, forța este :

$$F = \pi \cdot B \cdot J \cdot r_e \cdot D.$$

De asemenea, se pot calcula pierderile datorate curenților turbionari. Pentru un element de material conductor, se pot determina pierderile datorate fluxului axial și celui radial.

Pierderi considerabile au loc în cuvă, în jug, în miez și în diferite piese constructive. Aceste pierderi sînt dificil de calculat, teoretic. Totuși, pe bază de încercări și cunoscînd din calcul modul în care intră fluxul în diferite părți se poate face o estimare rezonabilă a acestor pierderi.

Ca o concluzie generală, soluționarea iterativă a problemelor de cîmp prin metoda elementelor finite, este avantajoasă față de orice metodă de diferențe finite. Relațiile deduse se pot aplica fără modificări pentru noduri înconjurate de elemente de mărime și formă variată, cu permeabilități și densități de curent diferite.

Pentru calculatorul FELIX C—256 cu o configurație avînd memoria de 128K, s-a elaborat programul în FORTRAN, pentru o rețea fină conținînd 3 000 de vîrfuri și avînd o subrutină pentru trasarea automată a grilei.

Bibliografie

[1] *Smirnov, V.I.* Curs de matematici superioare, vol. 1—4, București, Editura tehnică, 1954.

[2] *Wexler, A.* Computation of electromagnetic fields. In : Trans. IEEE MTT, nr. 8, 1969.

[3] *Silvester, P.* A general high-order finite element waveguide analysis program. In : Trans. IEEE MTT, nr. 4, 1969.

[4] *McDonald, B., Wexler, A.* Finite-element solution of unbounded field problems. In : Trans. IEEE MTT, nr. 12, 1972.

[5] *Richards, D.J., Wexler, A.* Finite-element solution within curved boundaries. In : Trans. IEEE MTT, nr. 10, 1972.

[6] *Decreton, M.* Calcul des champs electromagnetiques par la methode des éléments finis. In : Bul. ASE, nr. 9, 1973.

[7] *Andersen, O.W.* Iterative solution of finite element equations in magnetic field problems. In : Paper at the IEEE PES, Summer Meeting, San Francisco, July 1972.

[8] *Andersen, O.W.* Transformer leakage flux program based on the finite element method. In : Paper at the IEEE PES, Summer Meeting, San Francisco, July 1972.

[9] *Forray, M.J.* Calculul variațional în știință și tehnică. București, Editura tehnică, 1975.

[10] *Cârstea, I.* Aplicarea calculului variațional în probleme de cîmp. Sesiunea de comunicări științifice, Electromotor, Timișoara 1974.

CZ 621.4

TERMOCONDUCTOR
DIFUZIA CĂLDURII

Difuzia căldurii într-un termoconductor cu cedare liniară și neliniară de căldură către mediu

PODEANU PETRE și CLIMOV VICTOR* — Craiova

1. Difuzia căldurii într-un termoconductor cu cedare liniară

Reglarea și automatizarea diferitelor procese industriale presupune rezolvarea problemei măsurării principalilor parametri care coordonează tehnologia respectivă. Controlul termometric al instalațiilor și mașinilor constituie o condiție de bază a unei exploatări economice. De aceea, măsurarea temperaturilor, parametrul de bază în conducerea a numeroase procese tehnologice în diverse ramuri ale tehnicii, prezintă o importanță deosebită, fie că în unele cazuri necesitatea se rezumă la partea de măsurare, fie că lanțul de măsurare se continuă și prin reglarea în ansamblul de automatizare.

O serie de lucrări [1—5] au analizat, cercetat și precizat principalele avantaje ale calculului și determinărilor experimentale ale procesului de transmitere a căldurii, ale încălzirii și răcirii corpurilor în general și ale termoconductoarelor în special, cît și utilizarea fenomenului la măsurarea temperaturii corpurilor.

Aceste cercetări au avut în vedere procesele termice în mașinile electrice, contactele elec-

* Dr. ing. *Podeanu, P.* și ing. *Climov V.* sînt lectori la Facultatea de electrotehnică a Universității — Craiova.

trice ale siguranțelor, aparatele electrice de conectare, liniile electrice pentru transportul energiei electrice, nu însă și cele din aparatele de măsură și control.

De asemenea, nu s-a acordat atenția cuvenită studiului schemelor de măsurare, în legătură cu termoconductoarele, cuplurilor de termoconductoare, cablurilor de legătură între aparatele de măsură și traductoarelor respective de temperatură, precum și influenței factorilor externi.

Deoarece este necesară o cunoaștere foarte amănunțită a comportării acestora, în schemele de măsurare, în prezenta lucrare se studiază calculul termoconductoarelor, al difuziei căldurii, al coeficientului de cedare a căldurii în fire subțiri încălzitoare și al cuplurilor de termoconductoare, pe baza analizei bilanțului energetic al căldurii produse de firul încălzitor și al căldurii absorbite de cuplurile de termoconductoare, stabilindu-se criterii precise de dimensionare a acestora, în funcție de parametrii importanți care descriu acest regim de lucru.

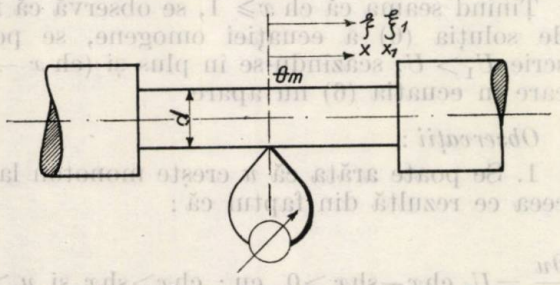


Fig. 1. Schema unui termoelement.

Secțiunea firului încălzitor este, de obicei, mult mai mică decît a conductoarelor de legătură, deci, capetele firului încălzitor sînt răcite prin contactele cu aceste conductoare, în mod mult mai eficace decît porțiunea centrală, care trebuie să încălzească sudura caldă a termocuplului (fig. 1).

Se consideră $\frac{\partial \vartheta}{\partial t} = 0$ și densitatea de curent $J = \text{const.}$ în secțiunea s a firului. Ecuația diferențială a încălzirii firului este:

$$\lambda \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial \xi^2} - \alpha \frac{4}{d} \vartheta + J^2 \rho = 0, \quad 0 \leqslant \xi \leqslant l. \tag{1}$$

Dacă se exprimă adimensional ecuația (1) și folosind substituțiile:

$$X^2 = \frac{\lambda d}{4\alpha}, \ \text{cm}^2; \quad \rho, \ \Omega \ \text{cm};$$

$$J, \ \frac{A}{\text{cm}^2}; \quad J^2\rho, \ \frac{W}{\text{cm}^3};$$

$$u = \frac{\vartheta}{\theta}; \quad \theta = J_0^2 \rho \frac{d}{4\alpha}, \ ^\circ\text{C};$$

$$J^2 \frac{\rho}{\lambda}, \ \frac{^\circ\text{C}}{\text{cm}^2}; \quad x = \frac{\xi}{X},$$

rezultă ecuația diferențială:

$$\frac{d^2\vartheta}{d\xi^2} - \frac{\vartheta}{X^2} + J^2 \frac{\rho}{\lambda} = 0, \tag{1'}$$

în care s-a notat:

$$\frac{X^2}{\theta} = \frac{\lambda}{J^2 \rho}. \tag{1''}$$

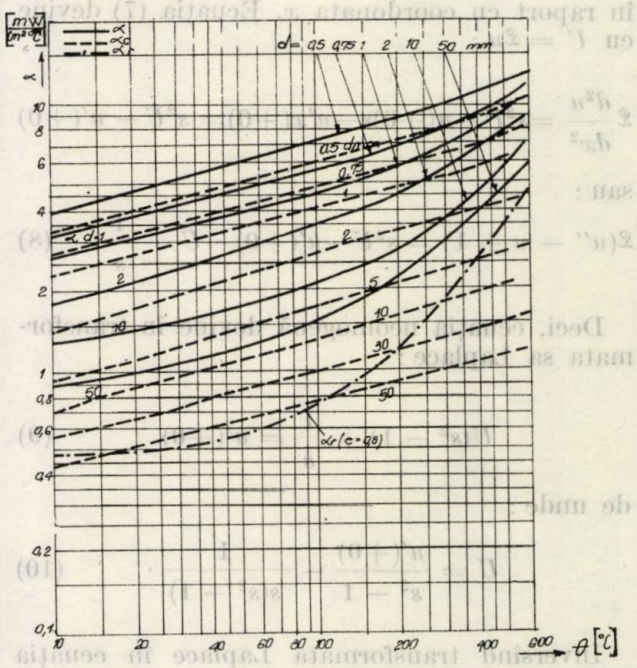


Fig. 2. Variația coeficientului total de cedare a căldurii cu temperatura.

Împărțind ecuația (1') cu $J^2 \frac{\rho}{\lambda}$ se obține, ținînd cont de ecuația (1''), o ecuație diferențială de tipul:

$$\frac{d^2u}{dx^2} - u + 1 = 0; \quad 0 < x < \frac{l}{X}. \tag{2}$$

Ecuația omogenă:

$$\frac{d^2u}{dx^2} - u = 0, \tag{3}$$

cu condițiile:

$$u = 0 \quad \text{la} \quad x = 0, \tag{4}$$

$$u = U \quad \text{la} \quad x = \frac{l}{X} = x_1, \tag{5}$$

are soluția :

$$u = U\frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1} = U\frac{\operatorname{sh}(\xi/X)}{\operatorname{sh}(l/X)}, \qquad (6)$$

unde :

$$U = A(e^{l/X} - e^{-l/X}).$$

Cu soluția generală a ecuației omogene : $u = C \operatorname{sh} x$ se caută o soluție particulară a ecuației neomogene :

$$\frac{d^2u}{dx^2} - u + 1 = 0 \quad \text{sau} \quad u'' - u + 1 = 0. \qquad (7)$$

În acest scop se aplică transformata Laplace în raport cu coordonata x. Ecuația (7) devine cu $U = \mathfrak{L}u$:

$$\mathfrak{L}\frac{d^2u}{dx^2} = s^2U - u(+0)s - u'x(+0) = s^2U - u'(+0)$$

sau :

$$\mathfrak{L}(u'' - u + 1) = s^2U - u'(+0) - U + \frac{1}{s}. \qquad (8)$$

Deci, ecuația neomogenă devine în transformata sa Laplace :

$$U(s^2 - 1) + \frac{1}{s} = u'(+0) \qquad (9)$$

de unde :

$$U = \frac{u'(+0)}{s^2 - 1} - \frac{1}{s(s^2 - 1)}. \qquad (10)$$

Inversînd transformata Laplace în ecuația (10) se obține în final :

$$u(x) = u'(+0) \operatorname{sh} x - (\operatorname{ch} x - 1). \qquad (11)$$

Se observă că primul termen este o soluție a ecuației omogene (3) iar cel de-al doilea termen este o soluție particulară a ecuației neomogene (7).

Punînd cea de-a doua condiție la limită :

$$u(x_1) = u_1 = \text{const},$$

se poate scrie :

$$u_1 = Cu'(+0) \operatorname{sh} x_1 - (\operatorname{ch} x_1 - 1), \qquad (12)$$

de unde rezultă :

$$C = \frac{u_1 + (\operatorname{ch} x_1 - 1)}{u'(+0) \operatorname{sh} x_1}. \qquad (13)$$

Deci, soluția generală a ecuației diferențiale neomogene, cu condițiile la limită satisfăcute este :

$$u = [u_1 + (\operatorname{ch} x_1 - 1)]\frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1} - (\operatorname{ch} x - 1) = U_1 \operatorname{sh} x - (\operatorname{ch} x - 1). \qquad (14)$$

Soluția :

$$u = U_1 \operatorname{sh} x - (\operatorname{ch} x - 1),$$

cu :

$$U_1 = \frac{u_1 + (\operatorname{ch} x_1 - 1)}{\operatorname{sh} x_1},$$

satisface evident ecuația $u'' - u + 1 = 0$, cu condițiile la limită :

$$u(+0) = 0 \; ; \; u(x_1) = U = \text{const.}$$

Ținînd seama că $\operatorname{ch} x \geqslant 1$, se observă că față de soluția (6) a ecuației omogene, se poate scrie $U_1 > U$, scăzîndu-se în plus și $(\operatorname{ch} x - 1)$, care în ecuația (6) nu apare.

Observații :

1. Se poate arăta că u crește monoton la u_1, ceea ce rezultă din faptul că :

$$\frac{\partial u}{\partial x} = U_1 \operatorname{ch} x - \operatorname{sh} x > 0, \text{ cu : } \operatorname{ch} x > \operatorname{sh} x \text{ și } u_1 > 0,$$

ceea ce implică :

$$U_1 > u_1 > 0.$$

2. Din ecuația :

$$\frac{\partial u}{\partial x_1} = \left[\frac{\partial u}{\partial x_1 \operatorname{sh} x_1} - \frac{\partial}{\partial x_1}\left(\frac{\operatorname{ch} x_1 - 1}{\operatorname{sh} x_1}\right)\right]\operatorname{sh} x =$$

$$= \left[u_1 \frac{-\operatorname{ch} x_1}{\operatorname{sh}^2 x_1} + \frac{\operatorname{sh}^2 x_1 - \operatorname{ch} x_1 (\operatorname{ch} x_1 - 1)}{\operatorname{sh} x_1}\right]\operatorname{sh} x =$$

$$= [\operatorname{sh}^2 x_1 - \operatorname{ch}^2 x_1 - \operatorname{ch} x_1 (u_1 - 1)]\frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh}^2 x_1} =$$

$$= -[\operatorname{ch} x_1 (u_1 - 1) - 1]\frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh}^2 x_1} < 0.$$

se observă că gradientul $\frac{\partial u}{\partial x}$ (negativ) crește cu x și cu x_1, rezultat plauzibil.

Punînd $x = x_1$ se obține relația :

$$\left|\frac{\partial u}{\partial x_1}\right|_{x_1} = -\left[\operatorname{cth} x_1 (u_1 - 1) - \frac{1}{\operatorname{sh} x_1}\right],$$

adică o relație numai în lungimea x_1 a firului încălzitor.

Din ecuația (14) se observă asemănarea cu rezultatele obținute la ecuația (3) omogenă, analizată anterior. Gradientul, respectiv fluxul în origine ($x = 0$), crește cînd $x_1 \to l$, ceea ce este adevărat și din punct de vedere fizic.

Acest lucru este evident dacă se ține seama de ecuația (14) și de diagramele din figura 2.

2. Coeficientul de cedare a căldurii la fire de aproximativ 1 mm diametru

În general, conductorii încălziți de curent și eventual de alte surse, cedează căldura prin suprafața laterală către mediul înconjurător. Problema cedării de căldură a corpurilor către medii gazoase sau lichide staționare sau în mișcare este foarte complexă și a făcut obiectul a numeroase cercetări teoretice și experimentale [2, 3, 5]. Cedarea de căldură prin convecție se datorește unui fenomen aerodinamic și depinde de forma și împrejurimile corpului, nu însă de material și de starea suprafeței exterioare.

Din calculele și experiențele făcute [2] se constată că variația cu temperatura este mai puțin pronunțată la fire subțiri și mai mare la fire groase. Aceasta se datorește faptului că cedarea de căldură prin convecție a firelor subțiri devine mare față de contribuția radiației, pe cînd în firele de diametre mai mari, cele două componente au același ordin de mărime la temperatura normală, astfel încît variația cu puterea a patra a temperaturii de radiație, influențează hotărîtor coeficientul total de cedare, conform legii Stefan-Boltzmann.

Din [2] se poate aproxima variația coeficientului total de cedare a căldurii cu temperatura, cu o dreaptă.

Aproximația 1. Se poate stabili o formulă simplă pentru $\alpha = \alpha_c + \alpha_r$. Curbele experimentale la scara logaritmică indică o liniaritate, deci ar fi posibilă o exprimare a acestor curbe sub forma unor ecuații liniare.

Ecuația unei drepte sub forma logaritmică este :

$$\lg \alpha = a \lg \theta + \lg b\,; \quad \alpha = b \cdot \theta^a. \qquad (15)$$

Determinarea lui a și $\lg b$ se face aplicînd ecuația (15) pentru două puncte de pe curba experimentală $\alpha = f(\theta)$, (fig. 2).

Pentru :

$$\vartheta = 10°C \to \lg \vartheta = 1,$$

$$\alpha = 2,6 \to \lg \alpha = 0,415,$$

rezultă ecuațiile :

$$\begin{aligned} a \cdot 1 + \lg b &= 0,415, \\ a \cdot 2,4 + \lg b &= 0,778, \\ \hline 1,4\, a &= 0,363 \end{aligned} \qquad (16)$$

$$a = \frac{0,363}{1,4} = 0,259 \cdot \qquad (17)$$

Aproximația 2. Datorită scrierii formulei (15) sub formă logaritmică se ia $a = 0,25 = \frac{1}{4}$ și din ecuația (16) rezultă :

$$\lg b = 0,415 - 0,25 = 0,165 \approx 0,17\,; \; b = 1,48.$$

Din ecuația (17) rezultă :

$$\lg b = 0,778 - 0,25 \cdot 2,4 = 0,778 - 0,6 = 0,178\,; \; b = 1,51.$$

Formula (15) se poate scrie cu a și b calculate în cele două variante astfel :

$$\text{I.} \quad \alpha = 1,48\, \vartheta^{1/4} \cdot 10^{-3}, \frac{\text{W}}{\text{cm}^2\,°\text{C}}; \qquad (18)$$

$$\text{II.} \quad \alpha = 1,51\, \vartheta^{1/4} \cdot 10^{-3}, \frac{\text{W}}{\text{cm}^2\,°\text{C}}. \qquad (19)$$

Dacă se neglijează influența radiației cu [2], se consideră formula :

$$\alpha_c = K_1 \sqrt{\frac{\vartheta}{d}},$$

unde K_1 are valoarea numerică $1,25 \cdot 10^{-3}$, mm, adică, d se exprimă în mm și α_c în $\frac{\text{W}}{\text{cm}^2\,°\text{C}}$.

Din această formulă se observă că $\alpha \approx \alpha_c$ este proporțional cu inversul lui $\sqrt{d}$:

$$\alpha = K_2 \frac{1}{\sqrt{d}},$$

unde K_2 este un factor de proporționalitate.

Dar din dependența calculată a lui α funcție de ϑ pentru d = constant și din (18) și (19) se poate scrie global dependența :

$$\text{I.} \quad \alpha(\vartheta, d) = K_3' \cdot 1,48 \frac{\vartheta^{1/4}}{d^{1/2}} \cdot 10^{-3}\,;$$

$$\text{II.} \quad \alpha(\vartheta, d) = K_3'' \cdot 1,51 \frac{\vartheta^{1/4}}{d^{1/2}} \cdot 10^{-3},$$

unde : K_3 este factor de proporționalitate.

Determinarea lui K_3 se face din diagrama (fig. 2) pentru $\vartheta = 100°C$, la $d = 1$ mm; $\alpha = 4{,}5 \cdot 10^{-3} \frac{W}{cm^2\,°C}$.

Înlocuind, se obține:

$$\text{I.}\quad 4{,}5\cdot 10^{-3} = K_3' \cdot 1{,}48 \cdot 10^{-3} \frac{\vartheta^{1/4}}{d^{1/2}}\ ;\ K_3' = 0{,}96\ ;$$

$$\text{II.}\quad 4{,}5\cdot 10^{-3} = K_3'' \cdot 1{,}51 \cdot 10^{-3} \frac{\vartheta^{1/4}}{d^{1/2}}\ ;\ K_3'' = 0{,}945.$$

Se alege media coeficienților K_3', K_3'' și anume $K_3 = 0{,}95$ rezultînd cu d, exprimat în mm:

$$\text{I.}\quad \alpha(\vartheta, d) = 1{,}4 \frac{\vartheta^{1/4}}{d^{1/2}} \cdot 10^{-3};$$

$$\text{II.}\quad \alpha(\vartheta, d) = 1{,}43 \frac{\vartheta^{1/4}}{d^{1/2}} \cdot 10^{-3}.$$

În figura 2 s-a reprezentat variația lui α în funcție de temperatură, pentru diferite diametre.

3. Difuzia căldurii într-un termoconductor cu cedare neliniară. Stare staționară

Se consideră curentul prin termoconductor $I = 0$, $J = 0$ și supratemperatura $\vartheta - \vartheta_0 = \theta$.

Ecuația diferențială:

$$\frac{d^2\theta}{dx^2} - \frac{\alpha}{\lambda}\frac{4}{d}(\vartheta - \vartheta_0) = 0, \qquad (20)$$

cu aproximația: $\vartheta = \theta$, devine:

$$\frac{d^2\theta}{dx^2} - \frac{\alpha}{\lambda}\frac{4}{d}\theta = 0.$$

1. Aproximația $\lambda = \text{const.}$; $d = \text{const.}$

Cu formula:

$$\alpha(\theta, d) = K \frac{\theta^{1/4}}{d^{1/2}} \cdot 10^{-3}, \ \frac{W}{cm^2\,°C},$$

înlocuită cu ecuația (20) se obține:

$$\frac{d^2\theta}{dx^2} - \frac{4K}{\lambda}\cdot\frac{\theta^{5/4}}{d^{3/2}} = 0. \qquad (21)$$

Deoarece în ecuația (21) θ apare la puterea 5/4, aceasta este o ecuație diferențială de ordinul 2 neliniară.

Relația (21) este valabilă în sistemul de unități S.I.

Din expresia lui $X^2 = \frac{\lambda d}{4\alpha}$ se observă că X depinde de temperatură prin intermediul lui α. Deci, ecuația în scrierea adimensională nu mai este posibilă.

Ecuația (21) neliniară se rezolvă prin metoda Kiepart.

Se scrie ecuația neliniară:

$$\frac{d^2\theta}{dx^2} - \frac{4K}{\lambda d^{3/2}} \cdot \theta^{5/4} = 0. \qquad (22)$$

Notînd:

$$\frac{4K}{\lambda d^{3/2}} = m, \qquad (23)$$

ecuația (22) devine:

$$\theta''(x) - m \cdot \theta^{5/4} = 0. \qquad (24)$$

Cu condițiile inițiale:

$$\theta(0) = 0\ ;\ \theta'(0) = 0,$$

$\theta(x_1) = \theta_1$ la capătul cald,

notînd:

$$\frac{d\theta}{dx} = y,$$

se poate scrie:

$$\frac{d^2\theta}{dx^2} = \frac{dy}{dx},$$

pe care înlocuind-o cu (24) se obține:

$$\frac{dy}{dx} = m \cdot \theta^{5/4},$$

de unde:

$$dy = m\theta^{5/4}\,dx = m\theta^{5/4}\frac{d\theta}{y}. \qquad (25)$$

Soluția ecuației liniare:

$$\theta''(x) - m\theta = 0, \qquad (26)$$

este:

$$\theta = \theta_1 \frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1}.$$

Succesiv se obţine :

$$2y\,dy = 2m \cdot \theta^{5/4}\,d\theta, \tag{27}$$

$$y^2 = 2m\int\theta^{5/4}\,d\theta + C_1,$$

$$y = \sqrt{2m\int\theta^{5/4}\,d\theta + C_1}. \tag{28}$$

Dar :

$$y = \frac{d\theta}{dx},$$

şi deci :

$$\frac{d\theta}{dx} = \sqrt{2m\int\theta^{5/4}\,d\theta + C_1} = \sqrt{m\,\frac{8}{9}\,\theta^{9/4} + C_1}. \tag{29}$$

Din condiţiile iniţiale :

$$\theta(0) = 0,\ \theta x(0) = 0,$$

înlocuind în (29), se obţine :

$$\left|\frac{d\theta}{dx}\right|_{x=0} = \sqrt{\frac{8}{9}\,m\vartheta_{(0)}^{9/4} + C_1},$$

sau :

$$0 = \sqrt{C_1},\ C_1 = 0.$$

Cu C_1 calculat, ecuaţia (29) devine :

$$\frac{d\vartheta}{dx} = \sqrt{\frac{8}{9}\,m\,\vartheta^{9/4}} = \frac{2\sqrt{2m}}{3}\,\vartheta^{9/8},$$

care se mai poate scrie :

$$dx = \frac{d\vartheta}{\frac{2\sqrt{2m}}{3}\,\vartheta^{9/8}} = \frac{3}{2\sqrt{2m}}\,\vartheta^{-9/8}d\vartheta,$$

de unde, integrînd ambii membri, se obţine :

$$x = \frac{3}{2\sqrt{2m}}\int\vartheta^{-9/8}d\vartheta + C_2,$$

sau :

$$x = -\frac{12}{\sqrt{2m}}\,\vartheta^{-1/8} + C_2. \tag{30}$$

Din condiţiile de la capătul cald $\vartheta(x_1) = \vartheta_1$, înlocuind în (30), se obţine :

$$x_1 = -\frac{12}{\sqrt{2m}}\,\vartheta_1^{-1/8} + C_2,$$

de unde rezultă :

$$C_2 = x_1 + \frac{12}{\sqrt{2m}}\,\vartheta_1^{-1/8}.$$

Înlocuind în (30) pe C_2 calculat, rezultă :

$$x = -\frac{12}{\sqrt{2m}}\,\vartheta^{-1/8} + x_1 + \frac{12}{\sqrt{2m}}\,\vartheta_1^{-1/8},$$

de unde :

$$\vartheta(x) = \frac{1}{\left[\frac{1}{\vartheta_1^{1/8}} - \frac{\sqrt{2m}}{12}(x - x_1)\right]^8}.$$

Observaţii :

În cazul condiţiilor iniţiale nenule :

$$\vartheta(t) = \vartheta_0;\ \vartheta'(0) = \vartheta_0';\ \vartheta(x_1) = \vartheta_1,$$

din (29) se obţine :

$$\vartheta_0 = \sqrt{\frac{8}{9}\,m\vartheta_0^{9/4} + C_1},$$

de unde :

$$C_1 = \vartheta_0^2 - \frac{8}{9}\,m\,\vartheta_0^{9/4}. \tag{31}$$

Din (29), scriind :

$$dx = \frac{d\theta}{\sqrt{\frac{8}{9}\,m\vartheta^{9/4} + C_1}},$$

se obţine :

$$x + C_2 = \int\left(\frac{8}{9}\,m\vartheta^{9/4} + C_1\right)^{-1/2}d\vartheta,$$

sau :

$$\frac{x + C_2}{C_1^{-1/2}} = \int\left(1 + \frac{8m}{9C_1}\,\vartheta^{9/4}\right)^{-1/2}d\vartheta. \tag{31'}$$

Integrala din membrul 2 a expresiei (31') se poate calcula făcînd dezvoltarea în serie binominală a funcţiei de sub integrală :

$$(1 + U)^\alpha = 1 + \frac{\alpha}{1!}\,U + \frac{\alpha(\alpha-1)}{2!}\,U^2 +$$

$$+ \frac{\alpha(\alpha-1)\,(\alpha-2)}{3!}\,U^3 + \ldots;\ (\alpha \in R),$$

cu condiția de convergență $u < 1$ în cazul nostru :

$$\frac{8m}{9C_1}\vartheta^{9/4} < 1,$$

$$C_1^{1/2}(x + C_2) = \int\left[1 - \frac{1}{2}\frac{8m}{9C_1}\vartheta^{9/4} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{2}\left(-\frac{1}{2}\right)\left(-\frac{3}{2}\right)\frac{64m^2}{81C_1}\vartheta^{18/4}\right] d\vartheta.$$

Efectuînd calculele, rezultă :

$$\sqrt{C_1}(x + C_2) = \vartheta - \frac{16}{117}\frac{m}{C_1}\vartheta^{13/4} + \frac{16}{297}\frac{m^2}{C_1^2}\vartheta^{11/2}.$$

Din condiția :

$$\vartheta(t) = \vartheta_1$$

se obține :

$$C_2 = \frac{1}{\sqrt{C_1}}\left[\vartheta_1 - \frac{16}{117}\frac{m}{C_1}\vartheta^{13/4} + \frac{16}{297}\frac{m^2}{C_1^2}\vartheta^{1/2}\right] - X_1. \tag{32}$$

Explicînd pe $x(\vartheta)$ se obține :

$$x(\vartheta) = \frac{1}{\sqrt{C_1}}\left(\vartheta - \frac{16}{117}\frac{m}{C_1}\vartheta^{13/4} + \frac{16}{297}\frac{m^2}{C_1^2}\vartheta^{11/2}\right) - C_2,$$

în care C_1 și C_2 sînt determinați în (31) și (32).

Funcție de aproximația dorită se reține numărul de termeni din seria binominală, (în cazul nostru s-au reținut primii trei termeni).

4. Concluzii

1. În lucrare se efectuează calculul și dimensionarea atît ale firului încălzitor al unui termoelement, cît și ale firelor care formează termocuplul. Se analizează încălzirea firelor și difuzia de căldură în diferite situații, cum ar fi difuzia și încălzirea prin curent simultan în fire, determinarea coeficientului de cedare a căldurii la fire, cît și difuzia căldurii într-un termoconductor cu cedare neliniară către mediu. Cu ajutorul acestor calcule au putut fi dimensionate termoconductoarele (diametrul firelor, lungimea lor), funcție de materialele utilizate, în vederea suportării și menținerii temperaturilor necesare măsurării.

2. După ce se stabilește pe cale grafică cu aproximații succesive îmbunătățite formula logaritmabilă cea mai potrivită pentru coeficientul de cedare globală a căldurii, se atacă problema mai dificilă a rezolvării unei ecuații diferențiale neliniare de ordinul 2, aplicînd o metodă de integrare inversată și obținînd o expresie a lungimii în funcție de temperatură, sub forma unei serii.

3. Cedarea căldurii în lungul firului termocuplului este liniară pentru diametre sub 1 mm ; cu cît diametrul este mai mic cu atît coeficientul de cedare globală a căldurii este mai liniar, putîndu-se stabili precis punctul cald și punctul rece ale conductoarelor care formează termocuplul.

4. Ecuațiile neliniare, în care soluțiile se prezintă sub formă de serii, se pot calcula ușor cu calculatorul.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Contribuții la calculul încălzirii tranzitorii a siguranțelor fuzibile. Comunicările Academiei, R.P.R., **tom V**, nr. 4, 1955.

[2] *Avramescu, A.* Încălzirea la scurtcircuit a conductoarelor de cupru și aluminiu. Studii și cercetări de energetică, **tom V**, nr. 3—4, 1955.

[3] *Podeanu, P.* Contribuții la studiul teoretic și experimental al termoconductoarelor în aparatele de măsură termice. Teză de doctorat, I.P. București, 1974.

[4] *Teodorescu, N.* Ecuațiile fizice matematice, București, E.D.P., 1970.

[5] *Miheev, M.* Bazele transmiterii căldurii, Ed. Energetică de stat, 1953.

[6] *Shirakawa, Y.* Thermocuples with curved characteristics composed of Fe—Al—Cr—AND, Cu—Ni — Alloys. Sci. Rep. Res. Instr. Serie A. II. 1959.

CZ 621.316.(.57+.925)

ÎNTRERUPĂTOARE AUTOMATE CU PROTECȚIE LA CURENȚI DE DEFECT
RELEU DE PROTECȚIE AUTOMATĂ LA CURENȚI DE DEFECT

Relee de protecție automată la curenți de defect (RPACD) și întrerupătoare automate cu protecție la curenți de defect (IPACD)

SMARANDA NIȚU, SORIN CONDEESCU* — București

Introducere

Necesitatea reducerii pericolelor de electrocutare și incendii ce se pot produce prin utilizarea energiei electrice face ca preocupările actuale să se canalizeze pe obținerea maximului de eficiență pe care-l poate oferi principiul protecției automate la curenți de defect. Se disting două direcții de dezvoltare în construcția RPACD : una, de *utilizare a componentelor electronice*, soluție cu multe posibilități de diversificare și cea de-a doua, de *folosire a modului clasic de acționare, prin electromagnet*.

Alegerea uneia dintre soluții se face pe considerente economice și de fiabilitate. Dacă ar fi posibil să se obțină la variantele electronice aceeași fiabilitate ca și la cele electromecanice, adoptarea primei soluții ar fi, incontestabil, mai avantajoasă. Folosind energie auxiliară, RPACD-ul electronic este mai puțin sensibil, lucru care ar duce la o îmbunătățire a fiabilității, la simplificarea construcției și ușurarea montajului.

1. Descrierea funcționării celor două variante constructive

Analizînd ambele soluții și ținînd seama de posibilitățile materiale și tehnologice ale industriei românești, constructorii de aparate electrice din țara noastră au considerat ca optimă varianta electronică.

Se vor prezenta în continuare principiile de funcționare ale ambelor variante.

La varianta electromecanică compararea intensității curentului de defect cu o valoare prestabilită și declanșarea întrerupătorului la apariția unui curent superior acestei limite sînt funcțiuni executate de un declanșator polarizat [2]. Declanșatorul polarizat se compune dintr-un circuit magnetic fix, în care este înseriat un magnet permanent și o armătură mobilă. Fluxul creat de magnetul permanent menține armătura mobilă în poziție atras, în lipsa curentului din bobina de excitație a declanșatorului. Bobina declanșatorului este în serie cu bobina secundară a unui transformator, care are rolul de a sesiza apariția curentului de defect I_Δ. Curentul de defect determină, prin inducție electromagnetică, apariția unui curent proporțional cu el însuși, în circuitul format de cele două bobine. Acest curent induce în circuitul magnetic al declanșatorului un flux, care, atunci cînd curentul de defect depășește valoarea limită pentru care a fost proiectat aparatul, anulează fluxul produs de magnetul permanent. Armătura mobilă este astfel eliberată și produce deschiderea unui întrerupător automat fie printr-o comandă electrică (deschiderea unor contacte), fie printr-o comandă mecanică (acționează direct asupra mecanismului de deschidere al întrerupătorului), determinînd deconectarea circuitului defect [2]. Fluxul produs de curentul de defect fiind alternativ, se poate ca abia la a doua semialternanță să fie mai mare și de sens contrar cu cel al magnetului permanent. Deci, timpul de răspuns al declanșatorului este de maxim 20 ms și al întregului aparat de 30... ...40 ms.

Varianta electronică, după care sînt realizate IPACD de către întreprinderea „Electroaparataj"-București, este compusă dintr-un traductor, un circuit de sesizare de tensiune și un element de execuție comandat cu tiristoare.

Traductorul este tot un transformator *Tc* ca și la varianta electromecanică.

În practică, transformatorul are două înfășurări secundare : una care sesizează și măsoară curentul de defect și alta în circuitul de verificare a funcționării releului. La închiderea acestui circuit prin acționarea butonului de testare „*T*", se produce un curent artificial de defect, în gama (1,25...2,5) $I_{\Delta N}$, $I_{\Delta N}$ fiind curentul de defect nominal, care trebuie să determine declanșarea întrerupătorului. Asemenea posibilitate de verificare a funcționării protecției o are, bineînțeles, și varianta electromecanică.

În absența unui curent de defect, suma curenților prin transformatorul homopolar este nulă, deci și tensiunea la bornele bobinei de semnal este nulă [2]. În această situație, pe poarta tiristorului Th_2 se aplică o tensiune pozitivă prin R_7 și R_9, suficientă pentru ca el să fie amorsat, ceea ce duce la apariția tensiunii la bornele bobinei declanșatorului de

* Ing. *Nițu, S.* este asistentă la Institutul politehnic-București iar *Condeescu, S.* inginer la întreprinderea „Electroaparataj".

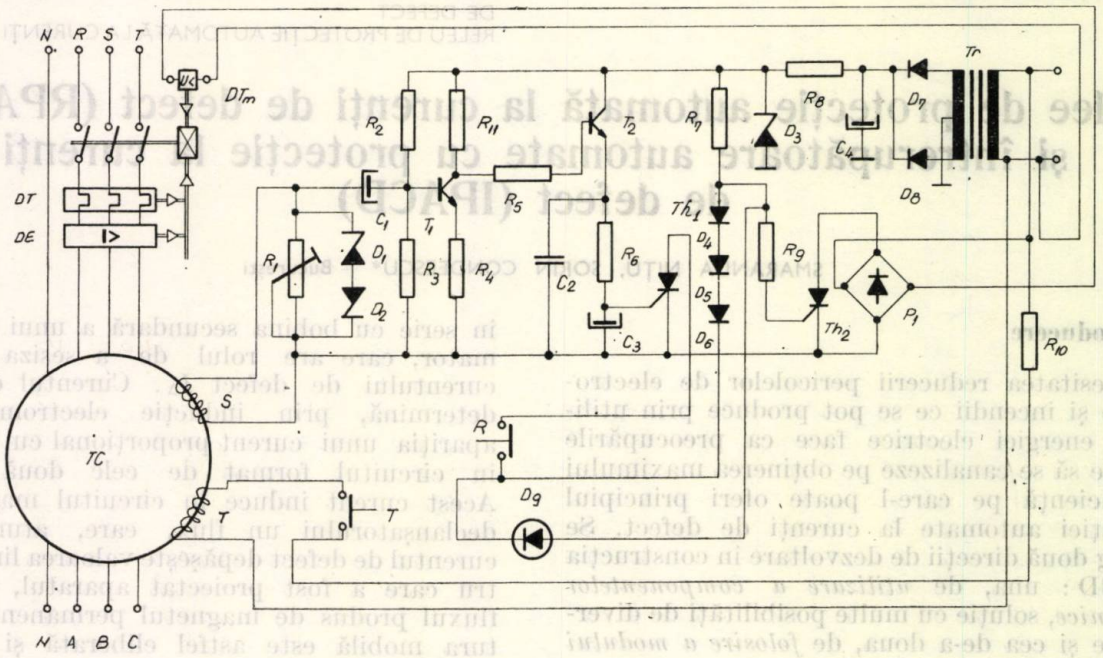


Fig. 1

tensiune minimă; întrerupătorul automat de tip USOL poate fi închis.

În cazul apariţiei unui defect, suma curenţilor prin transformatorul T_c este diferită de zero şi egală cu valoarea curentului de defect; în această situaţie, la bornele bobinei de semnal S apare o tensiune alternativă, a cărei valoare poate fi ajustată cu potenţiometrul semireglabil R_1; semialternanţa negativă duce la blocarea tranzistorului T_1 şi implicit, la saturarea tranzistorului T_2; pe poarta tiristorului Th_1 apare o tensiune pozitivă suficientă pentru ca el să conducă; în acest caz tensiunea aplicată porţii tiristorului Th_2 scade, ducînd la blocarea lui; tensiunea la bornele declanşatorului de tensiune minimă dispare, deci întrerupătorul automat de tip USOL deschide.

Prin amorsarea tiristorului Th_1, pe cele trei diode D_4, D_5, D_6 apare o tensiune suficientă aprinderii diodei electroluminescente D_9. Închiderea întrerupătorului automat este posibilă doar la dispariţia curentului de defect, cînd, apăsînd pe butonul de ştergere R, tiristorul Th_1 se blochează (implicit şi dioda electroluminescentă se stinge), iar tensiunea pe poarta tiristorului Th_2 creşte la o valoare suficientă pentru ca el să fie amorsat.

Pentru testarea funcţionării părţii electronice a releului se simulează un curent de defect cu ajutorul rezistorului R_{10}.

2. Prezentarea seriei de întrerupătoare USOL cu RPACD realizate la I.I.S. Electroaparataj

Aşadar, pe acest principiu, la Electroaparataj s-a conceput o serie de întrerupătoare cu protecţie automată la curenţi de defect, denumite

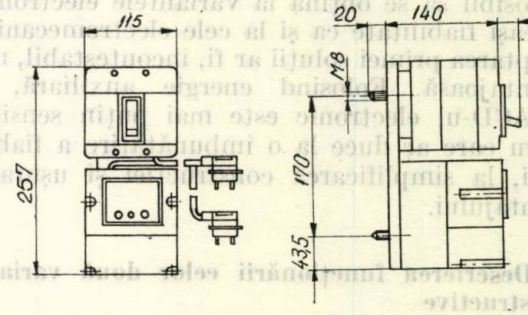


Fig. 2

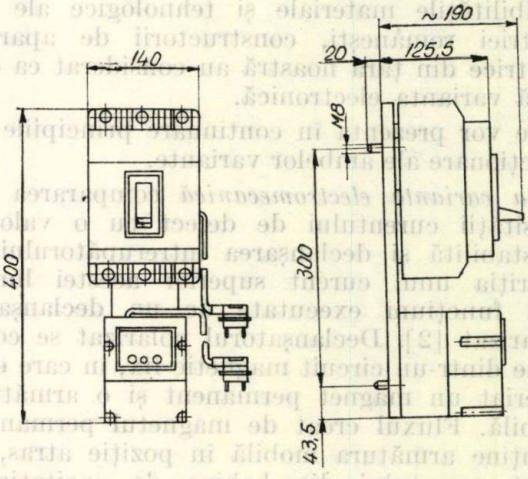


Fig. 3

USOL cu RPACD, serie din care, pînă în prezent, s-au omologat opt variante constructive.

Aparatele sînt construite pornind de la întrerupătoarele automate USOL, binecunoscute

deja utilizatorilor de aparataj electric, varianta LF DTm (cu legături față și declanșator de minimă tensiune), cărora li s-a adăugat un RPACD. Întrerupătoarele pot fi tripolare sau tetrapolare, cu acționare manuală sau cu motor. RPACD sînt astfel realizate, încît pot funcționa și separat, îndeplinind numai funcțiile de detectare, măsurare și semnalizare a curentului de defect.

Deocamdată s-au realizat numai variantele pentru uz industrial, adică cele cu curent de defect nominal de 300 și 500 mA, care se pot atașa, fie la USOL 100 (fig. 2), fie la USOL 250 (fig. 3), corelate cu curentul nominal al declanșatoarelor termice.

Această sensibilitate mai scăzută este potrivită pentru utilizări industriale deoarece, pe de o parte asigură o protecție eficace, iar pe de altă parte evită declanșările intempestive ce pot fi provocate fie de armonicile de ordin superior din rețea, fie de mici curenți de defect nepericuloși și a căror evitare aduce o economie de energie mult mai mică decît pierderile ce decurg din întreruperea unui flux tehnologic sau oprirea unui agregat important. Este de dorit ca seria românească de IPACD cu RPACD să fie completată cu variante de sensibilitate mărită. În acest sens, la Electroaparataj sînt în studiu RPACD cu $I_{\Delta N}$ de 30 și 100 mA, aparate ce vor fi destinate, în principal, pentru uz casnic.

Caracteristicile tehnice și constructive ale IPACD-urilor românești, stipulate în norma internă a produsului, sînt în concordanță cu prevederile publicației CEE 27 și, deci, la nivelul aparatelor construite pe plan mondial.

Tabelul 1

Nr. crt.	Caracteristica	Condiții CEE	Performanțe USOL
1	Tensiuni de serviciu, V	120 ; 220 ; 230 ; 240 ; 380 ; 400 ; 415 ; 500	110 ; 127 ; 220 ; 380 ; 500
2	Curenți nominali de serviciu, A	6 ; 10 ; 16 ; 25 ; 32 ; 40 ; 63	100 ; 250
3	Curent de defect nominal $I_{\Delta N}$ A	0,005 ; 0,010 ; 0,030 ; 0,1 ; 0,3 ; 0,5 ; 1 ;	0,3 ; 0,5
4	Frecvența, Hz	50 ; 60	50 ; 60
5	Anduranță electrică, con.	2 000	2 000
6	Anduranță mecanică, con.	4 000	4 000
7	Timpi de răspuns ms la	T_{02}	T_{02}
	$I_{\Delta N}$	< 200	< 200
	$2\ I_{\Delta N}$	< 100	< 100
	$10\ I_{\Delta N}$	< 30	< 30
8	Temperatura ambiantă, °C	$-5 \ldots +40$	$-15 \ldots +40$
9	Altitudinea, m	$\leq 2\,000$	$\leq 2\,000$
10	Umiditate relativă la 40°C, %	50	50

În tabelul 1 sînt prezentate principalele caracteristici tehnice ale IPACD-urilor românești, comparate cu cele prevăzute în CEE 27.

Pentru verificarea acestor parametri și pentru a face față influențelor care apar în practică și care pot conduce la afectarea funcțiunii de protecție se prevăd, atît în norma românească, cît și în cele internaționale condiții foarte severe de încercare. De exemplu, însensibilitatea la variații de temperatură se face prin supunerea aparatelor la 28 cicluri de cîte 24 ore, în care temperatura crește de la 25°C la 55°C, în timp ce umiditatea relativă se menține la 95 %. Se urmărește să se asigure acestor aparate calitate și fiabilitate deosebite, astfel încît să fie capabile să-și îndeplinească rolul atît de important al protejării oamenilor ce vin în contact cu instalațiile electrice, evitînd să se aducă sau să se mențină carcasele metalice la un potențial periculos față de pămînt, sau față de alte piese similare vecine.

3. Concluzii

Cu toate avantajele mari pe care le au IPACD-urile, există încă, din partea utilizatorilor, rezerve, privind posibilitatea deconectărilor automate prea dese față de situația actuală.

În instalațiile noi de joasă tensiune în care se face interconectarea carcaselor metalice [2], protejarea cu IPACD duce la deconectări mai rare decît în cazul protecției maximale de curent deoarece, detectarea la primul defect și înlăturarea avariei, micșorează probabilitatea apariției unui defect important. Montarea IPACD sau RPACD fiind simplă și rapidă, costul aplicării noii metode de protecție se reduce la prețul aparatului. În instalațiile vechi, unde nu sînt respectate condițiile necesare pentru ca IPACD să poată fi eficient, bineînțeles, cheltuielile vor fi mai mari. Este însă demn de menționat că instalațiile în care s-au făcut măsurători nu au corespuns toate în ceea ce privește starea izolației. Deci prin montarea IPACD și în instalațiile vechi, s-ar realiza o importantă economie de energie, care ar compensa cheltuielile făcute pentru adaptările de rigoare.

Rezultă că, pentru utilizatori, este mai convenabil să folosească aceste aparate, ale căror proprietăți sînt verificate în laboratoare, cu posibilități mari de reglare și adaptare a parametrilor în locul, sau în combinație cu vechile măsuri de protecție.

Datorită imenselor avantaje pe care le oferă această metodă de protecție este larg răspîndită în multe țări din lume : Franța, R.F.G., S.U.A., Austria, R.D.G., R.S.C., etc.

Normativul românesc privind proiectarea și executarea instalațiilor electrice la consumator, cu tensiuni pînă la 1 000 V, I 7—74, indică

protecția automată la curenți de defect și prevede oportunitatea folosirii ei. Odată cu asimilarea în țară a întrerupătoarelor cu protecție automată la curenți de defect, corespunzătoare cerințelor tehnicii mondiale, pentru a oferi mai multă siguranță utilizatorilor de energie electrică, este necesară introducerea obligativității montării IPACD sau RPACD la consumator.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice, București, Ed. didactică și pedagogică, 1972.
[2] *Nițu, S., Condeescu, S.* Considerații asupra condițiilor de utilizare a întrerupătoarelor cu protecție automată la curenți de defect. In : EEA **28**, Electrotehnica nr. 3, apr. 1980.
[3] * * * Publicația CEE 27
[4] * * * Normativul 17—74. Proiectarea și executarea instalațiilor electrice la consumator cu tensiuni pînă la 1 000 V.

CZ 621.327.44

FORMĂ DE UNDĂ
ENERGIE ELECTRICĂ
BALAST CAPACITIV
LĂMPI FLUORESCENTE 14-40 W

Considerații privind alegerea soluției optime în dimensionarea fabricației de balasturi pentru lămpi fluorescente de 14—40 W

CONSTANTIN IVANOVICI, ERHARDT DORNBACH, EUGEN BOBOC*

În acest material sînt prezentate unele considerații ce au stat la baza alegerii soluției optime de dimensionare a fabricației de balasturi de 14—40 W de la întreprinderea „Romlux"-Tîrgoviște.

Este prezentată seria unitară de balasturi capacitive BCF 14, 20, 30 și 40 W, realizată la „Romlux"-Tîrgoviște în colaborare cu ICPE București, care dimensionată după criterii economice, ținînd seama de ponderea armonicii a 3-a, va aduce importante economii de energie electrică și materiale.

În contextul sarcinilor actuale ale cincinalului revoluției tehnico-științifice, îmbunătățirea tehnologiilor, elaborarea unor produse noi, concomitent cu realizarea de economii de materiale și reducerea consumului de energie electrică joacă un rol foarte important.

O astfel de tematică a fost abordată în cadrul ICPE-ului unde, s-a reușit, în colaborare cu „Romlux"-Tîrgoviște, să se realizeze o serie unitară de balasturi capacitive (economice) pentru aprinderea lămpilor fluorescente tubulare cu puteri de 14—40 W.

În cele ce urmează este prezentată o analiză critică a caracteristicilor tehnico-economice a balasturilor inductive (de tip BIF) din fabricația actuală a întreprinderii „Romlux"-Tîrgoviște, în comparație cu soluția propusă a balasturilor capacitive (de tip BCF).

Ca element de bază al dimensionării balasturilor capacitive este considerată armonica a 3-a a formei de undă a curentului prin balast a cărei valoare și influență sînt prezentate pe larg în acest material.

* Ing. *Ivanovici, C.* este cercet. științific, ICPE ; *Dornbach, E.* — inginer la într. „ELBA"-Timișoara ; *Boboc, E.* — inginer la într. „Romlux"-Tîrgoviște.

1. Analiza parametrilor

În figura 1 se prezintă schema clasică a unui circuit inductiv pentru lămpi fluorescente tubulare, iar în figura 2 diagrama fazorială a acestuia (în regim de funcționare normal).

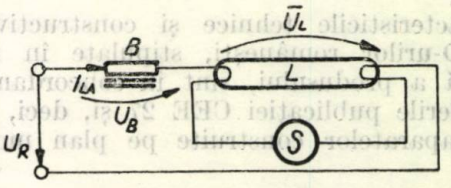


Fig.1 Schema de montaj a balastului inductiv pentru lămpi fluorescente tubulare : $\bar{U}_R$ — tensiunea rețelei ; $\bar{U}_L$ — tensiunea pe lampă ; $\bar{U}_B$ — tensiunea pe balast ; $\bar{I}_{LA}$ — curentul prin lampă (balast) ; γ — unghi de aprindere.

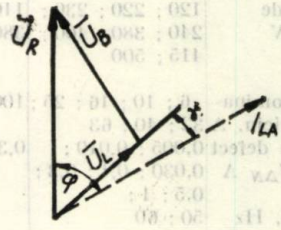


Fig. 2. Diagrama fazorială a unui circuit inductiv pentru lămpi fluorescente tubulare.

În tabelul 1 sînt prezentate principalele caracteristici tehnice ale balasturilor de referință de 14—40 W în conformitate cu [1], iar puterea reală (puterea pe lampă) este în conformitate cu [2]. Puterea absorbită de la rețea este egală cu suma puterii reale pe lampă și puterea aparentă (pierderile pe balast (P_d)).

Pe baza datelor din tabelul 1 s-au calculat tensiunile care apar la bornele balastului în

Tabelul 1

Caracteristici tehnice ale balasturilor de referinţă, pentru lămpi fluorescente tubulare de 14—40 W

P_n, W	U_n, V	$P_{reală}$, W	U_L, V	I_n, A	U/I, Ω	cos φ
1	2	3	4	5	5	7
14	220	—	39	0,39	525	0,12
20	220	19,3	57	0,37	510	0,12
40	220	39,5	103	0,43	390	0,1

Tabelul 2

Tensiunea pe balast şi puterea aparentă pe balast, calculate

P_n, W	14	20	40
U_B, V	204,75	188,7	167,7
$U_B \cdot I_n$, VA	79,85	73,59	72,1

timpul funcţionării normale, precum şi puterea aparentă pe balast, date ce sînt prezentate în tabelul 2.

Pierderile pe balast sînt aproximativ proporţionale cu puterea aparentă de pe balast (în ipoteza aceleaşi pierderi specifice în materialele active) şi se poate observa că la balasturile mai mici pierderile cresc cu descreşterea puterii nominale.

Aceasta face ca eficacitatea luminoasă a schemei în ansamblu să scadă odată cu scăderea puterii mai pronunţat decît ar fi normal din datele standard ale lămpilor fluorescente tubulare.

Balasturile au, de asemenea, rolul de a asigura impulsul de înaltă tensiune necesar aprinderii lămpii. Este evident că valoarea acestui vîrf de tensiune ar trebui să fie proporţională cu lungimea lămpii fluorescente [3] (în cazul acelorași parametri ai gazului din tub) sau cel puţin în concordanţă cu tensiunea de regim pe lampă considerînd că timpul în care starterul întrerupe curentul este aproximativ acelaşi pentru orice schemă, rezultă că valoarea vîrfului de tensiunea $u = L\frac{di}{dt}$ este proporţional cu curentul nominal şi cu inductivitatea (întreruperea are loc în momente similare).

Ţinînd seama că inductivitatea este proporţională cu raportul U/I al balastului se dă în tabelul 3 lungimea lămpilor fluorescente, tensiunea pe lampă în regim normal de funcţionare şi mărimea $\frac{U}{I} \cdot I_n$, raportate la valoarea acestui parametru pentru lampa de 40 W (se ţine seama că $I \simeq I_n$).

Tabelul 3

Lungimea lămpilor fluorescente, tensiunea pe lampă şi mărimea $\frac{U}{I} \cdot I_n$ raportat la lampa de 40 W

P_n, W	14	20	40
L, mm	400	650	1 200
U_L, V	39	57	103
$\frac{U_B}{U_B 40}$	1,22	1,125	1

Se observă că valoarea impulsului necesar pentru amorsarea lămpilor este în descreştere odată cu creşterea puterii lămpii.

Această situaţie nedorită derivă din faptul că parametrul reactanţă al balastului (raportul tensiune-curent) este stabilit din criteriul de funcţionare la parametrii nominali ai lămpii, care determină univoc valoarea sa.

Nu este posibil ca în modificarea unui singur parametru să se obţină valoarea optimă a două funcţii.

La aceste două deficienţe ale seriei de balasturi inductive (de natură tehnico-funcţionale) trebuie adăugat şi aspectul economic. Consumul de tablă silicoasă şi manopera aferentă ştanţării şi împachetării ei este constant pentru puterile de 14,20, 40 W. Cantitatea de cupru utilizată este, de asemenea, aproximativ aceeaşi ; la 40 W fiind mai mare secţiunea şi mai mică lungimea totală a spirelor, iar la 14 şi 20 W secţiunea este mai mică, iar lungimea totală a spirelor mai mare, fapt care face să fie mai mare costul materialului la 14 şi 20 W decît la 40 W şi de asemenea, manopera de bobinare mai mare.

Deşi după cum s-a arătat mai sus parametrii balastului sînt univoc determinaţi (exceptînd puterea disipată în anumite limite), prin datele impuse de standarde, analiza de mai sus lasă să se întrevadă perspective noi în dimensionarea circuitului capacitiv, unde valoarea reactanţei ansamblului este determinată de 2 parametri : valoarea raportului tensiune-curent al inductivităţii, precum şi valoarea condensatorului.

Din acest motiv se va examina circuitul capacitiv reprezentat în figura 3 şi diagrama sa vectorială în figura 4.

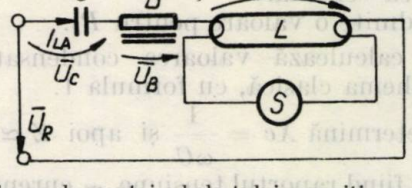


Fig. 3. Schema de montaj a balastului capacitiv pentru lămpi fluorescente tubulare.

Circuitul capacitiv utilizat în mod curent pentru compensarea factorului de putere al unui corp de iluminat cu două sau mai multe lămpi se bazează pe faptul că limitează curentul cu o impedanță capacitivă (în ansamblu), asigurînd aceeași valoare a curentului, dar cu caracter capacitiv.

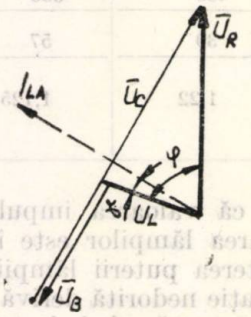


Fig. 4. Diagrama fazorială a unui circuit capacitiv pentru lămpi fluorescente tubulare.

În primă aproximație, această reactanță ar trebui să fie la fel cu cea inductivă, ceea ce ar conduce la $Xc \simeq 2X_L$ [3] pentru ca $X = Xc - X_L = 2X_L - X_L = X_L$.

În realitate, datorită caracterului neliniar al circuitului, valoarea reactanței capacitive și a reactanței de ansamblu trebuie să fie ceva mai mare. În ipoteza refolosirii unui balast inductiv uzual pentru calculul valorii condensatorului se poate folosi formula unde $\omega = 2\pi f$, Pd = puterea disipată pe balast iar restul mărimilor sînt cele utilizate anterior.

Valoarea astfel stabilită trebuie corectată pe cale experimentală în limitele a 2—3%. De altfel valorile utilizate de diverse firme diferă [4]. Astfel, pentru $Pn = 40$ W, $Pd = 10$ W rezultă din calcul că $C = 3{,}66$ μF, în practică sînt folosite 3,6—3,7 ; 3,75—3,8 μF.

Se consideră că acesta nu este singurul criteriu de dimensionare a circuitului capacitiv. Faptul că există două grade de libertate permite în anumite limite înlăturarea inconvenientelor analizate prin reducerea raportului tensiune-curent și redimensionarea corespunzătoare a capacității [3]:

$$C = \frac{In^2}{2\omega \sqrt{Ur^2 \cdot I^2n - (Pn + Pd)^2}} (F). \quad (1)$$

Pentru determinarea parametrilor unui astfel de circuit se va face un calcul de tatonare după următoarea schemă.

a. Se admite o valoare pentru P_d.

b. Se calculează valoarea condensatorului pentru schema clasică, cu formula 1.

c. Se determină $Xc = \frac{1}{\omega C}$ și apoi $Z \simeq Xc - X_L$ (X_L fiind raportul tensiune — curent standard).

d. Se aleg diferite perechi de valori pentru Xc și X_L astfel ca $Xc - X_L = Z$ (Z determinat la pct. c).

e. Se analizează perechile de valori în baza criteriilor din capitolul următor și se alege varianta optimă (în funcție de nivelul admis de armonici).

f. Se dimensionează balastul inductiv ales din punct de vedere constructiv, astfel încît să se realizeze raportul tensiune-curent (X_L) ales la punctul C și se verifică valoarea puterii disipate admisă la punctul a. În cazul în care aceasta diferă cu mai mult de 10% se reia calculul. În final se ajustează raportul tensiune—curent pe cale experimentală utilizînd o lampă etalon.

Exemplu

a. $Pn = 14$ W ; $Pd = 9$ W ; $In = 0{,}39$; $Un = 220$ V.

b. $C = 2{,}92$ μF conform formulei (1).

c. $Xc = \frac{1}{314 \cdot 2{,}92 \cdot 10^{-6}} = 1\,090\ \Omega$; $Z = 1\,090 - 525 = 562\ \Omega$.

d. Se alege $Xc = 850\ \Omega$ (deoarece 3,75 μF este un condensator care se produce în mod curent).

Rezultă $X_L = 850 - 565 = 285\ \Omega$.

e. Analiza se efectuează la capitolul următor (2).

f. Se analizează, tot în capitolul următor, balastul BCF 14.

2. Armonicile superioare

În capitolul precedent s-a arătat că în schema capacitivă există posibilitatea de a modifica valorile reactanțelor capacitive și inductive astfel încît diferența lor să rămînă constantă, fapt care permite de a reduce mult reactanța inductivă în vederea reducerii pierderilor și a degajării de căldură. Această posibilitate este însă limitată datorită faptului că lampa fluorescentă reprezintă un element neliniar care poate fi considerat în primă aproximație un generator de tensiune neliniară.

Experiența arată că forma tensiunii pe lampă are alura din figura 5 și se modifică foarte puțin la modificarea curentului prin schimbarea tipului balastului sau modificarea tensiunii rețelei.

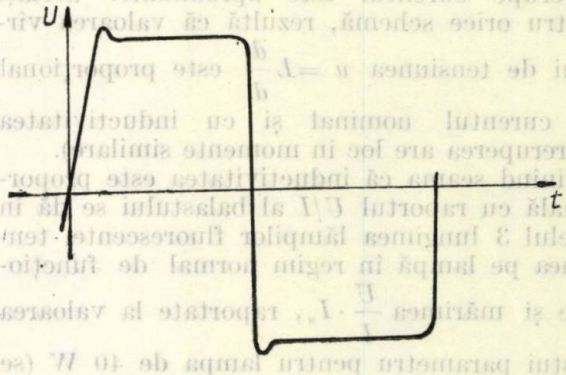


Fig. 5. Caracteristica tensiunii pe lampă.

Această situație permite să se aproximeze lampa fluorescentă cu un generator de tensiune de formă rectangulară ca în figura 6 ale cărui armonici sînt reprezentate cu linie întreruptă (numai cea fundamentală și armonica 3, deoarece celelalte sînt neglijabile).

Mărimea tensiunii rectangulare coincide cu valoarea tensiunii efective dată de standard în tabelul 1, coloana 4. Valoarea efectivă a armonicilor este dată de formula :

$$U_\lambda = \frac{4}{\sqrt{2}\,\pi\lambda} \cdot U_L, \qquad (2)$$

unde :

$$\lambda = 1, 3, 5, 7 \ldots$$

Se consideră, de asemenea, în primă aproximație valoarea nominală a curentului egală cu valoarea eficace a armonicii fundamentale. Pentru a ilustra efectul neglijabil al armonicilor de curent în valoarea sa eficace se menționează că un procent de 20% al armonicei a 3-a adăugat armonicii fundamentale mărește valoarea ei eficace numai cu 2%.

$$Ief = \sqrt{I_1^2 + I_3^2} = \sqrt{I_1^2 + (0{,}2\,I_1)^2} = 1{,}02\,I_1.$$

În tabelul 4 se prezintă pentru lămpile fluorescente de 14, 20 și 40 W tensiunile echivalente ale armonicii fundamentale U_1, ale armonicii a 3-a U_3 determinate prin (2) prin descompunerea în serie a tensiunii U_L luată din tabelul 1 coloana 4 și considerată ca avînd forma rectangulară din figura 6.

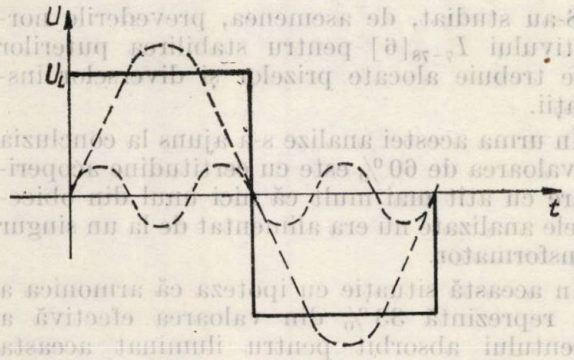


Fig. 6. Caracteristica tensiunii pe lampă (similară unui generator de tensiune), armonica a 3-a și fundamentală.

Deoarece numai armonica fundamentală contribuie la transferul de putere, rezultă că produsului $U_1 I_1$, adică coloana 3 înmulțită cu coloana 2 și dată în coloana 5, ar trebui să reprezinte puterea reală disipată pe lampă.

Coloana 6 reprezintă eroarea în procente între coloana 5 din tabelul 4 și coloana 3 din tabelul 1 (la 14 W — nefiind dată puterea reală în CEI [2] s-a considerat că ea este egală cu puterea nominală).

Tabelul 4

Tensiunile echivalente ale armonicii fundamentale U_1 și ale armonicii a 3-a U_3, pentru lămpile fluorescente de 14—40 W

P_n, W	$I_n \cong I_1$, A	U_1, V	U_3, V	$I_1 \cdot U_1$, W	ε %
1	2	3	4	5	6
14	0,39	35,11	11,7	13,69	−2,2
20	0,37	51,32	17,11	18,99	−1,5
40	0,43	92,73	30,91	39,87	+0,93

Se constată că erorile sînt sub 4% ceea ce confirmă corectitudinea acestui procedeu de analiză.

Se înlocuiește lampa fluorescentă prin generatoare echivalente de tensiune, iar apoi utilizînd metoda suprapunerii efectelor se descompune circuitul astfel obținut în mai multe circuite, cîte unul corespunzător fiecărei armonici. Figura 7 reprezintă circuitul corespunzător armonicii fundamentale asupra căreia nu se efectuează calcule deoarece $I_1 \simeq I_n$ (eficace) — valoarea cunoscută, figura 8, reprezintă circuitul armonicii a 3-a.

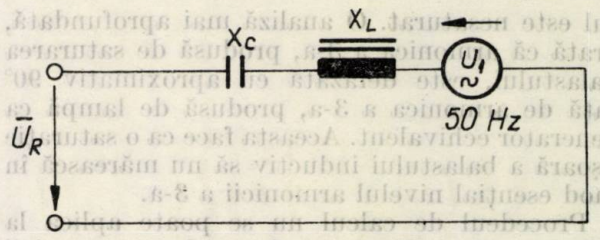


Fig. 7. Circuitul armonicii fundamentale, reprezentat prin generatoare echivalente de tensiune.

Bornele rețelei s-au considerat scurtcircuitate deoarece tensiunea rețelei fiind sinusoidală nu contribuie la determinarea valorii armonicii a 3-a, iar impedanța rețelei văzută de la consumator este neglijabilă față de celelalte impedanțe din circuit. Parametrii X_L și X_C se multiplică cu 3, respectiv $\frac{1}{3}$, datorită faptului că frecvența este de 150 Hz. Tensiunea generatorului echivalent se ia din tabelul 4 coloana 4.

Pentru exemplificare se efectuează calculul emis în exemplul din capitolul precedent aliniatul e.

$$U_3 = 11{,}7 \text{ V},$$

$$Z_3 = 3X_L - \frac{1}{3}X_c = 3.285 - \frac{1}{3}850 = 571{,}7\ \Omega,$$

$$I_3 = \frac{U_3}{Z_3} = \frac{11{,}7}{571{,}7} = 0{,}0205 \text{ A}.$$

Față de $I_1 \simeq I_n$, procentual $\frac{100 \cdot 0{,}0205}{0{,}39} = 5{,}25\,\%$.

Valoarea admisă de STAS [1] este determinată de formula $33 \frac{\cos \varphi}{0{,}9}$ care, pentru BCF 14 avînd pe $\cos \varphi = 0{,}25$ dă valoarea de 9,16 %. Aceasta arată că balastul astfel conceput se înscrie în prevederile standardului.

Trebuie precizat însă că în cazul realizării unui raport tensiune-curent mai mic, concomitent cu scăderea armonicii fundamentale are loc o creștere rapidă a armonicii a 3-a deoarece circuitul din figura 8 se apropie de regimul de rezonanță. Se menționează, de asemenea, că acest calcul este valabil în ipoteza în care balas-

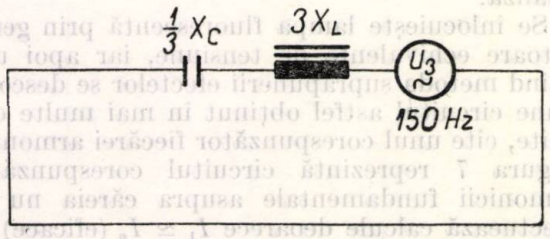


Fig. 8. Circuitul armonicii a 3-a, reprezentat prin generatoare echivalente de tensiune.

tul este nesaturat. O analiză mai aprofundată, arată că armonica a 3-a, produsă de saturarea balastului, este defazată cu aproximativ 90° față de armonica a 3-a, produsă de lampă ca generator echivalent. Aceasta face ca o saturație ușoară a balastului inductiv să nu mărească în mod esențial nivelul armonicii a 3-a.

Procedeul de calcul nu se poate aplica la balasturi pur inductive unde ponderea armonicii propusă datorită saturării, depășește uneori pe cea produsă de lampa fluorescentă ca generator echivalent (cazul balastului BIF 14).

3. Efectele armonicii a 3-a asupra rețelei

Deoarece redimensionarea balasturilor capacitive are ca efect negativ (pe lîngă cele pozitive evidente) o creștere a nivelului de armonici se cere să se examineze ce efecte poate avea aceasta asupra rețelei, precum și asupra altor consumatori.

Înainte de a aborda asemenea subiect se consideră necesar a se explica rațiunea formulei indicată de STAS [1], pentru nivelul armonicii a 3-a, $33 \frac{\cos \varphi}{0{,}9}$, sau $25 \frac{\cos \varphi}{0{,}9}$.

Deoarece prin compensarea factorului de putere valoarea absolută a armonicii a 3-a nu este modificată, procentajul ei în valoarea curentului compensat crește.

Dacă valoarea factorului de putere se aduce la valoarea de 0,9, procentajul de armonică devine egal cu coeficientul formulei, adică 33 %, respectiv 25 %. În sisteme trifazate încărcate nesimetric, exclusiv cu iluminat fluorescent, armonicile de ordinul 3 fiind omopolare se însumează în nulul rețelei ceea ce face ca ele să poată atinge 99 %, respectiv 75 % din valoarea curentului pe fază [4].

În cele ce urmează se vor examina următoarele aspecte :

a — pericolul supraîncărcării nulului rețelei ;

b — evaluarea pierderilor suplimentare cauzate de acestea în rețea ;

c — propagarea acestora spre partea de medie tensiune ;

d — evaluarea deformărilor formei de tensiune și efectele acesteia asupra altor consumatori.

a) Se poate supraîncărca nulul rețelei din următoarele motive : armonicile de ordinul 3 se însumează în nulul rețelei, deci, în cazul în care același post de transformare ar fi încărcat exclusiv cu lămpi fluorescente s-ar ajunge la o încărcare a nulului egală cu cea a fazelor :

— deoarece nulul are și rolul de a prelua componentele omopolare rezultate din nesimetriile rețelei, se impune aprecierea ponderii maxime pe care iluminatul fluorescent îl poate avea la diverși consumatori și verificarea în ce măsură într-o astfel de situație nulul mai poate prelua și nesimetriile de rețea.

Este evident că nu intră în discuție obiectivele industriale și micii consumatori casnici, deoarece aici ponderea iluminatului fluorescent nu depășește nici 5 %.

Din acest motiv s-au analizat la IPROTIM mai multe proiecte de instalații electrice [5] ale unor clădiri comerciale, institute și clădiri sociale culturale.

S-au studiat, de asemenea, prevederile normativului I_{7-78} [6] pentru stabilirea puterilor care trebuie alocate prizelor și diverselor instalații.

În urma acestei analize s-a ajuns la concluzia că valoarea de 60 % este cu certitudine acoperitoare cu atît mai mult că nici unul din obiectivele analizate nu era alimentat de la un singur transformator.

În această situație cu ipoteza că armonica a 3-a reprezintă 33 % din valoarea efectivă a curentului absorbit pentru iluminat aceasta va însemna 20 % raportat la curentul total, deci, se ajunge la o încărcare a nulului de 60 % din curentul de fază.

Admițînd că și componența omopolară rezultată din nesimetrie este tot 60 % din curentul de fază, rezultă pentru încărcarea nulului o valoare efectivă de :

$$\sqrt{(0{,}6)^2 + (0{,}6)^2 \cdot 100} = 85\,\%.$$

În concluzie, se poate spune că nici în cazuri extreme din toate punctele de vedere (pondere mare de iluminat fluorescent și încărcare exce-

siv de nesimetrică) nu se ajunge la o încărcare periculoasă a nulului.

b. În scopul evaluării pierderilor suplimentare în rețea se poate considera că armonica a 3-a reprezintă 20% din valoarea efectivă a curentului total [4], iar instalația respectă prevederile normativului [6], în conformitate cu care căderea de tensiune maximă de la postul de transformare și pînă la cel mai îndepărtat corp de iluminat nu trebuie să fie mai mare decît 6%.

În această situație pierderile totale pe rețea (cauzate atît de armonica fundamentală, cît și de armonica a 3-a) nu pot depăși 6%.

Deoarece prin suprapunerea peste un curent a cărui valoare efectivă a armonicii fundamentale este I_1, a unei armonici de ordinul 3 cu o pondere de 20% adică 0,2 I_1 conduce la o valoare efectivă rezultantă egală cu $\sqrt{I_1^2+(0{,}2I_1)^2}= I_1\sqrt{1{,}04}$ rezultă că numai 4% din aceste pierderi pot fi puse pe seama armonicii, deci $0{,}06 \times 0{,}04 \times 100 = 0{,}24\%$.

Trebuie menționat că balasturile de tip BCF realizează o economie de energie (datorită pierderilor proprii scăzute) egale cu circa 4 W ceea ce în cazul utilizării lor la lămpi de 40 W (care cu balasturi de tip BIF absord 50 W), reprezintă o economie de 10% [7]. Rezultă că aceste pierderi suplimentare nu reprezintă nici 3% din economiile de energie electrică pe care acestea le realizează.

c. Posturile de transformare de medie tensiune/joasă tensiune [4] sînt dotate cu transformatoare de conexiune Δ/y_0 sau Δ/z_0 a căror tensiune de scurtcircuit este în jur de 4%. Secundarele acestor transformatoare sînt parcurse de curenții de armonica a 3-a, care sînt sinfazici și aproximativ egali pe cele 3 faze.

În cazul în care încărcarea este perfect simetrică nu se va transmite absolut nimic pe partea de medie tensiune, deoarece fluxurile omopolare nu se pot închide în miezurile transformatoarelor.

În cazul unor nesimetrii în sarcina fluorescentă curenții pot fi descompuși în componenta de succesiune directă, inversă și omopolară.

Se poate demonstra că componentele de succesiune directă și inversă sînt întotdeauna egale între ele. Acestea se transmit pe partea de medie tensiune însă pe de o parte reprezintă numai o mică parte din curentul armonicii de ordinul 3, care la rîndul ei poate fi cel mult de 20% din curentul total. Transformatorul reprezintă, de asemenea, o importanță relativ mare în calea lor, deoarece la frecvența de 150 Hz tensiunea de scurtcircuit este de aproximativ 3 ori mai mare pentru succesiunea directă și inversă.

Se poate, deci, concluziona că, practic, aceste armonici nu trec în foarte mică măsură pe partea de medie tensiune.

d. Pentru armonica de ordinul 3 care este în cea mai mare măsură omopolară se poate considera că primarul transformatorului de medie tensiune/joasă tensiune este în scurtcircuit, deci, pe partea de joasă tensiune, la bornele acestuia va apare o cădere de tensiune determinată de curentul armonicii a 3-a pe impedanța de scurtcircuit a acestuia. Dat fiind că acești curenți sînt omopolari trebuie luată în considerație impedanța omopolară a acestuia care este de cel mult 0,8 din impedanța de succesiune directă luat de 3 ori ($f = 3 \times 50$ Hz).

Tensiunea va fi, deci, $U_3 = 0{,}04 \times 0{,}8 \times \times 0{,}2 \cdot 220 \times 3 = 4{,}23$ V. Pe rețeaua de joasă tensiune va exista o cădere de tensiune de $0{,}2 \times 0{,}06 \times 220 = 2{,}65$ V. Impedanța transformatorului fiind reactivă, iar căderea pe linie ohmică, suma lor va fi $\sqrt{2{,}65^2+ 4{,}23^2} \simeq 5$ V.

Deci, valoarea armonicii a 3-a în tensiune va fi în caz extrem de 5/220 = 2,27%, care nu poate avea efecte importante asupra altor consumatori.

4. Concluzii și recomandări

Colaborarea strînsă între cercetare (ICPE-București), producție (într. Romlux-Tîrgoviște) și beneficiar al balasturilor (ELBA-Timișoara), a dus la alegerea unei soluții optime de dimensionare a fabricației de balasturi pentru lămpi fluorescente de 14—40 W, pe baza unor considerații economice, ce sînt expuse în prezentul material.

Din cele prezentate în diferite materiale [9, 10] și în acest articol, relativ la dimensionarea balasturilor, rezultă următoarele concluzii :

— soluția optimă de dimensionare a fabricației de balsturi pentru lămpi fluorescente de 14—40 W, la întreprinderea Romlux-Tîrgoviște, o reprezintă balasturile capacitive ;

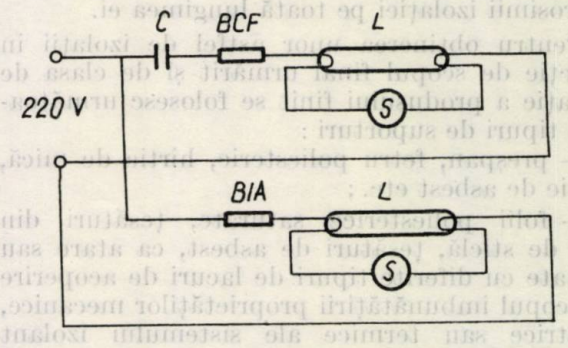


Fig. 9. Schema duo pentru lămpi fluorescente cu număr par de lămpi.

— criteriul de bază al dimensionării acestor balasturi este ponderea valorică a armonicii a 3-a.

— principalele avantaje ale acestei soluții sînt :

a — reducerea consumului de energie electrică la consumatori cu 3—7 W/balast;

b — reducerea consumului de materiale la balasturi și corpuri de iluminat;

c — reducerea costurilor de producție cu 42%;

d — reducerea greutății balasturilor cu balast 33%;

e — reducerea încălzirii balasturilor cu circa 15—40°C;

În ceea ce privește posibilitatea utilizării acestor balasturi capacitive se pot face următoarele recomandări:

— utilizarea în corpuri de iluminat, cu număr impar de lămpi, a balasturilor de 14, 20 și 30 W, ceea ce va da energia reactivă rețelei;

— utilizarea în corpuri de iluminat a unui număr par de lămpi (schema duo) a balastului capacitiv de 40 W, împreună cu unul inductiv (fig. 9) pentru micșorarea efectului stroboscopic al lămpilor și mărirea factorului de putere al instalațiilor;

— deoarece instrucțiunile de utilizare a acestor balasturi în corpurile de iluminat diferă de cele pentru balasturi inductive se vor marca corpurile respective cu litera C.

Bibliografie

[1] * * * STAS 8273/1—74 Balasturi pentru lămpi cu descărcare pînă la 1 000 V. Balasturi pentru lămpi cu vapori de mercur la joasă presiune.
[2] * * * CEI 81—74. Balasturi pentru lămpi cu descărcare pînă la 1 000 V.
[3] * * * Cataloage Philips.
[4] *Procter, K.* Efectele sarcinilor luminării fluorescente asupra sistemelor de distribuție. In: Electrical Times, 8/1972.
[5] * * * Proiecte de instalații electrice de la IPROTIM — Timișoara, 1979.
[6] * * * Normativ republican privind folosirea rațională a energiei electrice în iluminatul artificial, precum și în utilizările casnice. In: B.O. nr. 46—47, 1976.
[7] *Ivanovici, C. Boboc, E.* Corpuri de iluminat economice pentru lămpi fluorescente de 14—40 W. In: Rev. Știință și Tehnică nr. 5/1979.
[8] *Ivanovici, C., Boboc, E.* Nou tip de balast economic pentru lămpi fluorescente tubulare de 14 W In: Al II-lea Simpozion de calitate al ICPE, 1978.
[9] *Ivanovici, C., Boboc, E., Ghiță, C.* Noi tipuri de balasturi economice pentru lămpile fluorescente tubulare de 14, 20, 30 și 40 W ce reduc consumurile de materiale și energie electrică în domeniul iluminatului. La: Simpozionul de la Sinaia, în construcții, 1979.

CZ 621.315

IZOLAȚII FLEXIBILE
ADEZIVI

Izolații flexibile combinate pentru electrotehnică

GRIGORE NICOLA* — București

Dezvoltarea în ritm rapid a industriei noastre constructoare de mașini și aparate electrice a impus asimilarea în țară de noi tipuri de izolații combinate, care să posede bune proprietăți mecanice și electrice, precum și o uniformitate a grosimii izolației pe toată lungimea ei.

Pentru obținerea unor astfel de izolații în funcție de scopul final urmărit și de clasa de izolație a produsului finit se folosesc următoarele tipuri de suporturi:

— prespan, fetru poliesteric, hîrtie de mică, hîrtie de asbest etc.;

— folii poliesterice saturate, țesături din fire de sticlă, țesături de asbest, ca atare sau tratate cu diferite tipuri de lacuri de acoperire în scopul îmbunătățirii proprietăților mecanice, electrice sau termice ale sistemului izolant obținut. Se preferă adesea sistemul de izolații simetric, deoarece la celălalt sistem, asimetric, există pericolul răsucirii izolației. Acestea se lipesc între ele cu diferite tipuri de adezivi în scopul obținerii, în final, a izolației flexibile combinate care să posede bune proprietăți mecanice, electrice și termice combinate cu buna flexibilitate a întregului sistem, manifestat prin îndoirea la 180°, și apăsarea cu un cilindru cu diametrul de 50 mm și o greutate de 2 000 g, fără a se distruge structura fizico-chimică a sistemului izolant. Ca adezivi pentru acest scop se folosesc tipuri de rășini, care, funcție de componentul principal pot să fie poliacrilice, poliacetalice, poliamidice, poliuretanice etc.

Aplicarea adezivilor pe suporturi se face pe mașini speciale, de dublare sau cașerare, atît sub formă de soluție, cît și sub formă de peliculă uscată, denumită uneori de „folie adezivă". Aplicarea sub formă de folie adezivă prezintă avantajul că prin această metodă toxicitatea mediului ambiant este practic nulă, însă în acest caz este necesar să se respecte cu strictețe condițiile de lucru.

Lucrări experimentale. În cursul anilor 1974—1975, la ICME-București s-a studiat de către autor obținerea unui adeziv pentru fabricarea izolațiilor flexibile tip stratifol. Sub denumirea de „stratifol" se înțeleg izolațiile flexibile combinate obținute la ICME, avînd în compoziția

* Ing. *Nicola, Gr.* lucrează la I.C.M.E.-București.

lor o folie poliesterică și una sau două folii de preșpan, lipite între ele cu un adeziv, în scopul obținerii izolației destinate a fi folosite în construcția mașinilor și aparatelor electrice. Denumirea de stratifol derivă de la prescurtarea cuvintelor stratificat și folie, adică stratificat în folii. În general, sub denumirea de folie se înțeleg foile obținute din diferiți polimeri având o grosime sub 200 μ. Folia poliesterică destinată fabricării izolațiilor flexibile se obține prin condensarea diacizilor aromatici cu dialcooli alifatici, în prezența catalizatorilor, și apoi prelucrarea lor la folie prin diferite metode. Folia astfel obținută este supusă tratamentului de etirare și de mărire a adeziunii, formîndu-se o suprafață rugoasă, în scopul măririi adeziunii la suporturi. Al doilea component al izolației flexibile este preșpanul, care se obține din pasta de hîrtie specială pentru electrotehnică, după operațiile clasice de fabricare a hîrtiei, de calandrare și impregnare, în scopul obținerii unei absorbții scăzute, precum și pentru mărirea proprietăților fizico-mecanice. O absorbție mărită a preșpanului conduce la difuziunea moleculelor de adeziv cu greutate moleculară mică în structura preșpanului, care, în final, se manifestă printr-o adeziune scăzută. Ținînd seama de cele arătate mai înainte s-a studiat și obținut un adeziv, care să aibă o bună aderență atît la folia poliesterică (fără a mai fi necesar un tratament special pentru mărirea aderenței), cît și la folia de preșpan. În scopul obținerii unei aderențe la ambele suporturi, fără însă a se diminua flexibilitatea suporturilor, s-a căutat să se realizeze un adeziv cu o macromoleculă cît mai liniară, care să posede grupe funcționale cu reactivitate specifică. Dintre grupările funcționale ale adezivilor cu reactivitate specifică se citează următoarele: grupa acrilonitrilică, grupa hidroxilică, grupa metilolfenolică, grupa epoxidică și grupa acetat de vinil. Stabilirea proporției de grupe și, deci, implicit de polimer, s-a bazat pe următoarele concluzii practice:

— mărind proporția de grupe acrilonitrilice peste 18%, în macromolecula adezivului se constată că forța de lipire a adezivului descrește, iar termoplasticitatea crește și ea în același raport, cu creșterea conținutului în grupe acrilonitrilice;

— mărind însă conținutul în grupe metilolfenolice la peste 6%, puterea adezivă descrește, iar termoplasticitatea descrește și ea în același raport cu creșterea conținutului în grupe metilolfenolice; sistemul izolant obținut din folie și preșpan devine rigid și nu mai corespunde normei de produs;

— mărind conținutul în grupe epoxidice la peste 0,5%, puterea adezivă crește în același raport, termoplasticitatea descrește, iar produsul final devine foarte rigid și își pierde proprietățile specifice izolațiilor flexibile combinate:

— mărind conținutul în grupe de acetat de vinil la peste 0,2%, produsul final devine foarte flexibil, termoplasticitatea crește, iar adezivitatea crește pînă la un conținut în grupe de acetat de 0,4%, apoi scade rapid.

Pe baza acestor rezultate s-a stabilit în final, rețeta adezivului, cu proporția optimă între componenți.

În tabelul 1 se prezintă proporția de grupe reactive, precum și formula lor chimică. Modul de reacție probabil al grupelor reactive, precum și mecanismul de reacție al lor nu face obiectul prezentului articol. Adezivul se fabrică la ICME-București, din anul 1974, sub denumirea de „ADENIF" și are următoarele caracteristici principale:

— viscozitatea, cupa Ø=4 mm ... 25—35";
— conținutul în substanțe nevolatile... 19—21%;
— timpul de gelifiere la temperatura de 160°C ... 1—2 min.

În funcție de utilizarea finală, adezivul astfel obținut se diluează cu solvent la un conținut în substanțe nevolatile de 15—17%, și apoi se folosește la fabricarea izolațiilor flexibile combinate tip „stratifol", avînd în componență o folie poliesterică și una sau două folii de preșpan.

În funcție de grosimea izolației finale, precum și în funcție de proprietățile finale ale izolațiilor flexibile combinate se fabrică următoarele tipuri de stratifol:

— stratifol 500, fabricat conform NID 2920—71, și compus din:
— preșpan cu grosimea de 0,10 mm,
— folie poliesterică, cu grosimea de 0,05 mm,
— preșpan, cu grosimea de 0,10 mm,

— stratifol 501, fabricat conform NID 2920—71, compus din:
— preșpan, cu grosimea de 0,05 mm,
— folie poliesterică, cu grosimea de 0,10 mm,
— preșpan, cu grosimea de 0,05 mm;

— stratifol 502, fabricat conform NID 2920—71, compus din:
— preșpan, cu grosimea de 0,10 mm,
— folie poliesterică, cu grosimea de 0,05 mm,

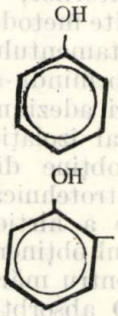
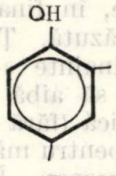
— stratifol 503, fabricat conform NID 2920—71, compus din:
— preșpan, cu grosimea de 0,08 mm,
— folie poliesterică, cu grosimea de 0,05 mm,
— preșpan, cu grosimea de 0,08 mm;

— stratifol 507, fabricat conform NID 3417—73, compus din:
— preșpan, cu grosimea de 0,15 mm,
— folie poliesterică, cu grosimea de 0,10 mm;

— stratifol 508, fabricat conform NID 3417—78, compus din:
— preșpan, cu grosimea de 0,08 mm,
— folie poliesterică, cu grosimea de 0,10 mm.

Tabelul 1

Proporţia de grupe reactive prezentate în macromolecula adezivului ADENIF

Nr. crt.	Denumirea grupei reactive adezive	Formula chimică a grupei reactive	Proporţia de grupe în adeziv, 100%
1	Acrilonitrilică	-CH2-CH2-C≡N	15 - 18
2	Hidroxilică (fenolică)		
3	Metilofenolică (3)		4 - 5
4	Epoxidică	- CH-CH2 \ / O	0,3 - 0,5
5	Acetat de vinil	- CH-CH2 O = C - O - CH3	0,1 - 0,2

Datorită înaltelor sale proprietăţi adezive, adezivul „ADENIF" se mai foloseşte şi la fabricarea altor tipuri de izolaţii flexibile combinate de clasă termică superioară, avînd în componenţă folia poliesterică şi hîrtie de mică, sau foiţă de mică. Aceste izolaţii se fabrică la ICME sub denumirea de izolaţii combinate flexibile, tip 724 şi respectiv izolaţie flexibilă combinată, tip 744. Aceste tipuri de izolaţii nu fac obiectul prezentei lucrări şi ca atare nu se vor prezenta.

Aplicarea adezivului pentru fabricarea izolaţiilor flexibile tip stratifol se face pe maşini speciale de dublat sau caşerat, după tehnologia clasică. Adezivul se aplică pe folia de preşpan, cu ajutorul unor valţuri, trece apoi prin cuptorul de uscare, la temperatura de 60—80°C, iar după evaporarea solventului, trece printre două valţuri de presare încălzite la temperatura de 150°C. Aici are loc lipirea foliei poliesterice de folia de preşpan. În cazul în care se fabrică izolaţii flexibile combinate simetrice, se repetă operaţia folosindu-se în acest caz izolaţia dublată, obţinută ca mai înainte.

În tabelele 2, 3, 4, 5, 6 şi 7 se prezintă proprietăţile principale ale izolaţiilor tip stratifol, fabricate la ICME-Bucureşti.

Încercările pe izolaţiile flexibile combinate s-au efectuat după condiţionarea produselor timp de 96 ore la temperatura camerei, în scopul uniformizării caracteristicilor.

Produsele au fost supuse, conform normelor în vigoare, următoarelor încercări:

— *rezistenţa la tracţiune*, pe epruvete cu dimensiunile de 15 × 250 mm, cu un aparat tip Shöpper, distanţa între dispozitivul de prindere fiind de 200 mm. Încercarea s-a efectuat atît în condiţii normale, cît şi după supunerea unui tratament mecanic suplimentar prin apăsarea cu un cilindru avînd Ø = 50 mm şi G = 2 000 g, care are scopul să verifice adezivitatea Adenif, cît şi a componenţilor săi. Dacă aceştia conţin

Tabelul 2

Proprietăţile izolaţiei flexibile combinate tip Stratifol 500

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Caracteristicile produsului		
		NID 2920—71	Valori obţinute Stratifol 500 *	Stratifol 500 **
1	Grosimea totală a izolaţiei, mm	0,25 0,03	0,251	0,251
2	Rezistenţa la tracţiune, în direcţia longitudinală, kgf/cm			
	— în condiţii normale	min 20	24,9	24,8
	— după îndoire la 180°	min 17,5	19,6	19,9
3	Rezistenţa la tracţiune, în direcţia transversală, kgf/cm			
	— în condiţii normale	min 12,5	14,6	14,5
	— după îndoire la 180°	min 11,0	12,84	12,6
4	Alungirea la rupere, %			
	— longitudinal	min 5	10,6	7,5
	— transversal	min 13	20,3	16,5
5	Tensiunea de străpungere, kV			
	— în condiţii normale	min 7	11,2	14,9
	— după îndoire la 180°	min 6	11,2	12,7

* folie poliesterică străină şi preşpan străin
** folie poliesterică RSR şi preşpan străin

Tabelul 3

Prorpietăţile izolaţiei flexibile combinate tip Stratifol 501

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Caracteristicile produsul		
		NID 2920—71	Valori obţinute Stratifol 501 *	Stratifol 501 **
1	Grosimea totală a izolaţici, mm	0,20±0,03	0,201	0,201
2	Rezistenţa la tracţiune, în direcţia longitudinală, kgf/cm			
	— în condiţii normale	min 15	20,4	20,3
	— după îndoire la 180°	min 12	16,6	13,5
3	Rezistenţa la tracţiune, în direcţia transversală, kgf/cm			
	— în condiţii normale	min 12	18,6	17,9
	— după îndoire la 180°	min 10	18,7	15,4
4	Alungirea la rupere, %			
	— în direcţia longitudinală	min 5	10,4	6,5
	— în direcţia transversală	min 13	20,5	15,0
5	Tensiunea de străpungere, KV			
	— în condiţii normale	min 10	12,7	14,7
	— după îndoire la 180°	min 9	12,8	14,8

* folie poliesterică şi preşpan străin
** folie poliesterică RSR şi preşpan străin

Tabelul 4

Proprietăţile izolaţiei flexibile combinate, tip Stratifol 502

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Caracteristicile produsului	
		NID 2920—71	Valori obţinute. Stratifol 502
1	Grosimea totală a izolaţiei, mm	0,15 ± 0,03	0,15
2	Rezistenţa la tracţiune, în direcţia longitudinală, kgf/cm		
	— în condiţii normale	min 10	14,8
	— după îndoire la 180°	min 7	8,9
3	Rezistenţa la tracţiune, în direcţia transversală, kgf/cm		
	— în condiţii normale	min 9	10,5
	— după îndoire la 180°	min 6	8,6
	Alungirea la rupere, %		
	— în direcţia longitudinală	min 5	10,3
	— în direcţia transversală	min 13	20,7
	Tensiunea de străpungere, kV		
	— în condiţii normale	min 6	9,7
	— după îndoire la 180°	min 5	9,6

Tabelul 5

Proprietăţile izolaţiei flexibile combinate, tip Stratifol 503,

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Caracteristicile produsului		
		NID 2920—71	Valori obţinute Stratifol 503*	Stratifol 503 **
1	Grosimea totală a izolaţiei, mm	0,22 ± 0,03	0,212	0,201
2	Rezistenţa la tracţiune, în direcţia longitudinală, kgf/cm			
	— în condiţii normale	min 17	19,6	18,8
	— după îndoire la 180°	min 15	17,6	18,7
3	Rezistenţa la tracţiune, în direcţia transversală, kgf/cm			
	— în condiţii normale	min 11	13,5	14,3
	— după îndoire la 180°	min 10	12,3	13,1
4	Alungirea la rupere, %			
	— în direcţia longitudinală	min 5	14	7
	— în direcţia transversală	min 13	25	13,9
5	Tensiunea de străpungere, kV			
	— în condiţii normale	min 7	9,9	12,2
	— după îndoire la 180°	min 6	10,1	10,9

* folie poliesterică şi preşpan străine
** folie poliesterică RSR şi preşpan străin.

agenţi cu structură reticulabilă, produsele se rup şi izolaţia nu corespunde normelor. Încercarea s-a executat longitudinal şi transversal.

Pentru comparaţie s-a prezentat în tabele şi proprietăţile izolaţiilor flexibile combinate fabricate cu folie străină.

Tabelul 6

Proprietăţile izolaţiei flexibile combinate tip Stratifol 507

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Caracteristicile produsului	
		NID 3417—73	Valori obţinute. Stratifol 507 *
1	Grosimea totală a izolaţiei, mm	0,25 0,03	0,254
2	Rezistenţa la tracţiune în direcţia longitudinală, kgf/cm		
	— în condiţii normale	min 20	24,2
	— după îndoire la 180°	min 15	23,9
3	Rezistenţa la tracţiune în direcţia transversală, kgf/cm		
	— în condiţii normale	min 15	21,7
	— după îndoire la 180°	min 12	20,3
4	Alungire la rupere, %		
	— în direcţia longitudinală	min 5	6,6
	— în direcţia transversală	min 13	16,7
5	Tensiunea de străpungere kV		
	— în condiţii normale	min 10	13,7
	— după îndoire la 180°	min 9	11,5

* folie poliesterică străină şi preşpan străin.

Tabelul 7

Proprietăţile izolaţiei flexibile combinate tip Stratifol 508

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Caracteristicile produsului		
		NID 3417—73	Valori obţinute Stratifol 508*	Stratifol 508 **
1	Grosimea totală a izolaţiei, mm	0,19 ± 0,03	0,197	0,199
2	Rezistenţa la tracţiune în direcţia longitudinală, kgf/cm			
	— în condiţii normale	min 15	17,7	16,8
	— după îndoire la 180°	min 13	18,6	14,7
3	Rezistenţa la tracţiune în direcţia transversală, kgf/cm			
	— în condiţii normale	min 12	17,4	14,5
	— după îndoire la 180°	min 10	16,5	12,6
4	Alungirea la rupere, %			
	— în direcţia longitudinală	min 5	8,6	8,7
	— în direcţia transversală	min 13	17,8	14,3
5	Tensiunea de străpungere, kV			
	— în condiţii normale	min 10	14,7	15,3
	— după îndoire la 180°	min 9	13,7	11,5

* folie poliesterică şi preşpan străin
** folie poliesterică RSR şi preşpan străin.

— *alungirea la rupere* s-a efectuat conform indicaţiilor STAS 4737—69.

Determinarea s-a făcut în aceleaşi condiţii cu rezistenţa la rupere, adică în condiţii normale, şi după supunere la tratamentul de îndoire şi apăsare cu un cilindru, conform celor arătate mai înainte;

— *tensiunea de străpungere* s-a determinat conform indicaţiilor STAS 6257—60 (pct. 2.4.1), pe epruvete cu dimensiunile de 300 × 300 mm; încercarea s-a executat atît în condiţii normale, cît după supunere la tratamentul de îndoire la 180° şi apăsare cu un cilindru cu Ø = 50 mm şi G = 2 000 g la o viteză de circa 1 m/min.

Scopul tratamentului la îndoire este de a se verifica gradul de reticulare a adezivului, precum şi a foliilor componente, deci, dacă acestea conţin în structură grupe care conduc la reticulare sub acţiunea temperaturii şi presiunii, în timpul procesului de fabricare.

Analizînd rezultatele prezentate în tabelele, 2, 3, 4, 5, 6 şi 7 se constată următoarele:

— cea mai bună rezistenţă la tracţiune atît în direcţia transversală, cît şi în cea longitudinală se obţine cu tipul de stratifol 507, produs ce conţine ca component o folie de preşpan cu grosimea de 0,15 mm şi o folie poliesterică cu o grosime de 0,10 mm, ambele componente avînd grosimea cea mai mare;

— cea mai slabă rezistenţă la tracţiune atît în direcţia longitudinală, cît şi în direcţia transversală se obţine cu tipul de stratifol 502, produs ce conţine drept component o folie de preşpan cu grosimea de 0,10 mm şi o folie poliesterică cu grosimea de 0,05 mm;

— o rezistenţă la tracţiune similară atît în direcţia longitudinală, cît şi transversală se obţine la produsul stratifol 501, care conţine două folii de preşpan cu o grosime de 0,05 mm şi o folie poliesterică cu o grosime de 0,10 mm.

O comportare la rezistenţa la tracţiune similară tipului 501 se obţine cu tipul de stratifol 508, care conţine o folie de preşpan cu grosimea de 0,08 mm şi o folie poliesterică cu grosimea de 0,10 mm. Cea mai bună comportare la tensiunea de străpungere atît în stare normală, cît şi în stare îndoită la 180° se obţine cu produsele stratifol 501 şi respectiv stratifol 508.

O diferenţă totuşi acceptabilă se observă la alungirea la rupere, la toate produsele fabricate cu folie fabricată în ţară, explicabilă prin faptul că folia poliesterică fabricată în ţară, are un grad de etirare mai mic decît cea fabricată în alte ţări; aceasta se mai observă şi la tensiunea de străpungere care este superioară produselor fabricate cu folie poliesterică de import, tratată şi etirată special.

Prin etirarea şi tratarea foliei poliesterice în scopul măririi aderenţei şi alungirii la rupere au loc fenomene speciale în macromolecula poliesterului, care îmbunătăţesc proprietăţile mecanice şi înrăutăţesc pe cele electrice.

Concluzii

Din cele prezentate mai înainte se desprind următoarele:

— izolaţiile flexibile combinate fabricate la ICME, posedă bune proprietăţi mecanice şi electrice atît în condiţii normale, cît şi după

îndoire la 180° și apăsare cu un cilindru de Ø = 50 mm și G = 2 000 g;

— adezivul realizat la ICME conduce la izolații flexibile combinate cu bune proprietăți mecanice și electrice atît în condiții normale, cît și după îndoire la 180°;

— pentru a se obține o bună aderență este necesar să se mențină un raport bine determinat între grupele reactive prezente în compoziția adezivului.

Bibliografie

[1] *Nicola, Gr.* și *Giurcanu, Cristina.* Noi tipuri de materiale pe bază de hîrtie de mică. In: Electrotehnica, Electronica și Automatica, **23**, nr. 7, 1975, p. 339—65.

[2] *Nicola, Gr.* ș.a.: Brevet R.S.R. 62579. Adeziv pentru izolații flexibile utilizate în electrotehnică.

[3] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de rășini fenolformaldehidice pentru materiale stratificate. In: Materiale Plastice, **16**, nr. 3, 1979, p. 153—158.

CZ 621.336 : 629.11.013

TRAFIC URBAN
SURSA AUTONOMĂ

Electromobilul

ERWIN HAULER, MARIUS BABESCU, DAN SILCA, IOAN FLOREA, JEAN NEDELCU* — Timișoara

Introducere

Electromobilul nu este o problemă nouă în tehnică. Ideea a apărut chiar înaintea anului 1900 [1]. Prima generație de electromobile a fost scoasă de pe piață de motorul cu explozie, supraviețuind însă permanent ca vehicul utilitar de oraș. Între anii 1940—1945 a apărut generația a doua modernizată, impusă de penuria acută de benzină. În momentul de față există experiența unor firme [2] care fabrică în serie diferite electromobile deja de o jumătate de secol și se cunosc problemele tehnico-economice de exploatare a unei flote de aproximativ 200 000 de vehicule aflate în utilizare pe plan mondial. Generația a treia de electromobile [3], apărută recent, corespunde unor necesități actuale imperioase.

1. Actualitatea și necesitatea tehnico-economică a electromobilelor

Reactualizarea problemelor electromobilului a fost impusă de o conjunctură complexă internațională, marcată prin:

— penuria mondială de energie;

— creșterea continuă și masivă a prețurilor carburanților;

— scăderea și epuizarea rezervelor mondiale de petrol;

— gradul inadmisibil de poluare chimică, sonică și termică;

— probleme politico-economice legate de dependența de importul de carburanți derivați din petrol;

— probleme tehnico-economice legate de superioritatea electromobilului;

— necesități sociale legate de probleme de urbanism, trafic rutier, locuri de muncă, piață de desfacere și de reducerea cheltuielilor sociale.

Sub presiunea acestor necesități se depun mari eforturi pe plan internațional. Se remarcă cercetări și finalizări atît în țări dezvoltate industrial ca Japonia, SUA, RFG, Franța, URSS, Suedia, cît și în țări în curs de dezvoltare (Finlanda, China, Bulgaria, Polonia).

Prognozele industriale, corelate cu creșterea prețului și reducerea rezervelor de petrol ca și perspectiva unei pieți largi de desfacere în viitorii 5—10 ani prevăd că în numai 25 de ani, parcul mondial de vehicule să fie constituit în proporție de 25% din electromobile [5].

2. Analiza aspectelor și avantajelor principale

Analiza aspectelor și avantajelor energetice

Reducerea substanțială a consumului de energie cu 200—300% apare, în special, în traficul urban. Astfel, randamentul global al sistemului baterie-motor este de 60—70%, iar al motorului cu benzină de 20—25%, ajungînd în oraș pînă la 10% [7]. Adăugînd și recuperarea de energie prin frînare recuperativă de 20—30%, precum și eliminarea pierderilor la orice oprire și în orice pauză, în sistemul tehnologic cu *stop and so* (salubritate, aprovizionare, poștă), consumurile se reduc la jumătate [8].

Renunțaea la carburanții clasici și posibilitatea folosirii oricărei alte surse de energie este poate avantajul principal al electromobilelor.

Rezervele mondiale de energie reprezintă 90% cărbune și 10% petrol, în schimb 2/3 din consumul de energie este asigurat de derivați ai petrolului. Industria va transforma o cantitate tot mai mare de petrol în produse superioare, iar rezervele mondiale de petrol vor fi consumate în anul 2000 în proporție de 50% [6]. Singura soluție pentru înlocuirea

* Ing. *Hauler, E.*, dr. ing. *Babescu, M.* sînt asistenți la catedra de utilizări și mașini electrice a Institutului politehnic „Tr. Vuia" — Timișoara. *Florea, I.* și *Nedelcu, J.* sînt ingineri stagiari.

derivatelor petrolului din traficul urban şi interurban, unde se consumă în proporţii uriaşe, este electromobilul care poate folosi orice sursă de energie prin intermediul centralelor hidroenergetice, atomice, eoliene, cărbunelui.

Echilibrarea curbei de sarcină a centralelor electrice. Faptul că electromobilele funcţionează în orele de vîrf cu sursa proprie şi, ca atare, se alimentează în ore cu consum minim (de exemplu noaptea), reprezintă un mare avantaj. Ţinînd seama că la o proporţie de 10% de electrovehicule (faţă de parcul naţional) consumul de energie electrică creşte global cu numai 2—5% şi aceasta în afara orelor de vîrf [14], nu sînt necesare investiţii în plus în centrale, energia necesară fiind foarte ieftină, pe baza creşterii globale a randamentului prin aplatizarea curbelor de sarcină, prin utilizarea mai raţională a centralelor.

Analiza aspectelor şi avantajelor ecologice.
Poluarea chimică, sonică şi termică

Dezvoltarea explozivă a automobilelor, motivată social-economic, dar necorelată ecologic şi urbanistic, a condus la calificarea automobilului ca *inamicul public nr. 1* [10] datorită poluării chimice, sonice şi termice a mediului.

Poluarea chimică. În ţări puternic industrializate automobilele contribuie cu 50% la poluarea chimică (Franţa 40%, SUA 51%) [11]. Un automobil, ejectînd 39,4 g/km de poluant, înseamnă pentru SUA, anual, 91 milioane tone poluant ejectat de ţevile de eşapament [11], cantităţile crescînd cu 100% în fiecare 10 ani. Poluarea chimică este agravată de faptul că aceste milioane de tone de noxe se emană concentrat în anumite zone urbane, direct în zona de respiraţie şi este asociată cu poluarea termică şi sonică.

Situaţia a devenit dramatică în marile aglomerări urbane, înregistrîndu-se, din cauza smogului chiar decese în masă (Londra, San Francisco). În Tokyo agenţii de circulaţie poartă mască de gaz.

Că singură soluţie s-a interzis accesul automobilelor în anumite zone (Londra, Praga etc.), sau s-a trecut la tracţiunea pur electrică în zonele în cauză. Electromobilul reduce poluarea chimică ejectînd 2,7 g poluant faţă de 29,4 g şi aceasta prin coşul centralelor avînd înălţimi mari [6] şi situate corespunzător din punct de vedere ecologic. La o proporţie de 20% de electromobile se scontează pe o reducere cu 73% a gazelor emanate în aglomerările urbane [6]. În plus, poluarea prin centrale poate fi controlată riguros, arderea fiind continuă şi cu temperaturi joase. În opoziţie, la automobile, arderea este explozivă, practic necontrolabilă şi cu temperaturi şi noxe specifice periculoase.

Poluarea termică şi sonică

Prin concentrarea ei pe arii restrînse, poluarea termică devine importantă, putînd conduce la modificări de microclimat. Poluarea sonică a devenit, de asemenea, o caracteristică de nedorit a centrelor urbane, nivelul decibelilor crescînd periculos. Electromobilul elimină în cea mai mare măsură toate aceste probleme.

Analiza aspectelor şi avantajelor de confort şi securitate

Faţă de automobilul clasic, electromobilul prezintă o serie de avantaje în privinţa securităţii în circulaţie. Astfel prin construcţie, respectiv sistem de comandă, viteza poate fi practic, limitată. Acceleraţia controlată nu permite derapări la pornire. Electromobilul asigură distanţe minime de frînare prin controlul decelerăţiei şi al aderenţei, evitîndu-se posibilitatea frînării panice, responsabilă pentru cel puţin 20% din accidentele de circulaţie [12].

Frînarea este mai sigură prin existenţa a două sisteme distincte: frînarea electrică recuperativă şi frînare clasică.

Motorul electric elimină defectele grave cu consecinţe în securitatea circulaţiei (gripare, piston, rupere arbore cotit etc.).

Simplificarea comenzii permite o concentrare mai mare a conducătorului asupra problemelor circulaţiei.

Înscrierea pe benzile de circulaţie se face cu maximum de rapiditate datorită limitării automate a accelerărilor maxime la cea cerută momentan de condiţiile de aderenţă.

Se remarcă lipsa de solicitări a conducătorilor prin vibraţii, zgomot sau încălzire. Coroziunea mai redusă, uzura mai mică a componentelor conduc la mărirea vieţii vehiculului, la creşterea fiabilităţii sale.

Deci, în ansamblu, electromobilul se prezintă ca superior automobilului clasic, atît sub aspectul confortului cît şi al securităţii.

Probleme de trafic urban şi interurban

Cercetările statistice făcute arată că traficul rutier poate fi împărţit în:

— trafic urban;
— trafic interurban.

Traficul urban. Din cercetările statistice făcute asupra circulaţiei în oraşe mari [6] au rezultat concluziile următoare:

— numai 10% din automobile parcurg zilnic mai mult de 90 km;
— majoritatea, respectiv mai mult de 50% din parc, nu parcurg mai mult de 50 km/zi.

Timpul general de staţionare este, în general, de 7 ori mai mare decît cel de mers [15].

Dintre vehiculele care circulă în oraş au, conform [13]:

— rute şi ore fixe — 35,6%;
— rute fixe fără orar fix — 18,8%;
— fără rute şi orar fix — 45,6%.

Majoritatea vehiculelor urbane stau noaptea în depou şi au opriri prelungite în mijlocul zilei.

Automobilul actual este din ce în ce mai puţin adaptat circulaţiei urbane din cauză că:

— se execută pentru viteze de vîrf mari (120—140 km/h), ceea ce implică măsuri suplimentare de securitate, iar în oraș viteza de circulație este de 20—30 km/h, sau maximum 50 km/h.

— se execută pentru 5 persoane și bagaje, iar în oraș circulă cu 1—2 persoane și cu bagaj foarte mic.

— are motor puternic, corespunzător vitezei mari de vîrf.

Întrebarea care se pune este dacă trebuie adaptat orașul la automobil, sau automobilul la oraș [20].

Electromobilul, la nivelul actual de dezvoltare, rezolvă toate problemele ridicate de traficul urban.

Traficul interurban și de agrement. Este caracterizat de distanțe mai mari între opriri (200 km). Ar necesita baterii cu putere specifică de 250 W/kg [19], nerealizabile deocamdată, însă realizabile în viitorii 10—15 ani, cînd bateriile vor avea performanțe de 10 ori mai bune [5]. Deocamdată traficul interurban rămîne tributar automobilului clasic.

Probleme și avantaje social-politice și economice-comerciale

Probleme și avantaje social-politice. Independența politică implică automat și independența economică. În acest sens majoritatea țărilor sînt dependente de importul de petrol. Acest fapt a condus la programe naționale pentru reducerea dependenței de petrol, respectiv pentru introducerea electromobilului (Japonia [4], SUA [5], RFG [6] etc.).

Creșterea nivelului de viață, ca țel social-politic, implică menținerea transporturilor individuale și de mărfuri. Cerința unui nou vehicul de oraș cu confort mărit este rezolvată numai de electromobil.

Probleme și avantaje economico-comerciale. Problema economică esențială o constituie creșterea continuă a prețului petrolului și epuizarea sa. Ratei de creștere a prețurilor petrolului de 10% i se opune costul mult mai mic și cu tendințe de menținere constantă a energiei electrice [1]. Municipiul Londra comunică reducerea la mai mult de jumătate a costului de întreținere la electromobile în raport cu automobilele clasice [8]. La un consum de 0,1 l/t km costul global este de 0,50 lei/t km. Electromobilul, la un consum mediu de 0,1—0,2 kwh/t km, conduce, împreună cu amortismentul bateriei, la 0,4 lei/t km. Prețul real este mai mic datorită tarifului redus al orelor potrivite de încărcare.

La producția de serie, costul electromobilului este cu 20—30% mai redus decît al automobilului clasic.

Necesitatea unei soluții noi pentru vehiculele urbane și perspectiva unei poziții forte pe piața mondială a determinat o serie de state să acorde o importanță mare problemei electromobilului [4—5].

Avantajele tehnice ale electromobilelor.

Caroseria nu prezintă probleme deosebite. Se tinde spre caroserii ușoare, adaptate greutății mari a bateriilor.

Motorul electric folosit în prezent este cel de c.c., cu greutate specifică comparabilă cu cea a motorului cu ardere internă (4—5 kg/W) [2]. Prin folosirea de motoare speciale adaptate se estimează realizarea de 1 kg/kW. Motorul electric oferă mari avantaje ca : preț de cost redus cu 200—300%, mișcare directă rotativă, robustețe, lipsă de vibrații, de emanații de gaze-, supraîncărcabilitate mare, cuplu de pornire mare la turație mică, mare supleță în comandă, reglare, automatizare, întreținere foarte redusă. Media timpilor de bună funcționare pînă la prima reparație capitală este de 10 000—20 000 h față de 2 000 h la motorul cu explozie [16]. Astfel, rezultă superioritatea netă a motorului electric în tracțiune.

Sistemul de comandă adaptat la motorul de acționare permite renunțarea la cutia de viteze, scumpă și grea. Se poate lucra cu convertoare statice tiristorizate sau cu sisteme electrice mai ieftine, bazate pe combinarea cu variatoare mecanice sau hidraulice. În general, comanda rezultă mai ieftină și cu confort mărit față de sistemul clasic ambreiaj-cutie de viteză cu 3—5 trepte.

Bateria de stocare a energiei electrice. Momentan ea reprezintă punctul slab al electromobilului. Se utilizează baterii de Pb cu 20—30 Wh/kg cu perspective de 40 Wh/kg. Recent s-au realizat baterii fero-nichel (VARTA cu 44 Wh/kg și cu perspective de 60 Wh/kg [5]. În viitorii 10—15 ani, performanțele bateriilor vor crește probabil, de 10 ori [5].

Sistemul de exploatare și mentenanță, se bazează pe stații de schimb rapid al bateriilor sau stații de încărcare. Mentananța este redusă, bateriile fiind partea care necesită cea mai mare atenție.

Dezavantaje tehnice de principiu nu există. Există însă limitări tehnice actuale : greutate mare, autonomie redusă, ce vor fi depășite în următorii ani.

3. Producția actuală de electromobile

Pe plan mondial se fabrică în prezent 5 categorii de electromobile, în funcție de greutatea utilă transportabilă (A — vehicule de mică viteză și autonomie ; B — vehicule mici pentru transport urban ; C — vehicule transportoare pentru livrări urbane ; D — camionete sau microbuze ; E — vehicule grele și speciale) [17].

În RFG existau în 1960, 22 000 electrovehicule, în Anglia există un parc de 60 000 vehi-

cule [18], iar Franța dispune de 48 000 de electromobile numai în Bretagne.

Exploatarea pe scară industrială a confirmat avantajele electromobilelor.

4. Tendințe internaționale

Creșterea continuă a prețului petrolului, penuria de energie au determinat crearea de organisme naționale în statele cele mai industrializate (E.V.C. —S.U.A., G.E.S. —R.F.G., UNIPEDE —Franța etc.) [5], care au din 2 în 2 ani schimburi de experiență printr-un simpozion internațional.

La Düsseldorf, în toamna anului 1976 la ultimul simpozion de acest gen s-a subliniat importanța problemei electromobilului:

— în Japonia a fost introdusă în cele 10 programe prioritare de cercetare cu importanță națională [4];

— în S.U.A. problema a fost dezbătută în Congres, care a subvenționat-o cu 120 milioane dolari;

— în R.F.G. statul a subvenționat cercetările cu 150 milioane DM și s-a apreciat că vor fi necesare 500 mil. DM.

Efortul trebuie îndreptat în special spre problema sursei transportabile de stocare a energiei.

Din punct de vedere economic, social și comercial necesitatea investițiilor masive în cercetări legate de electromobile trebuie corelată cu întrebarea dacă se dorește producerea lor în țară, crearea de noi ramuri industriale, locuri de muncă și exportarea lor, sau se acceptă importarea lor.

5. Observații finale. Concluzii

Electromobilele fabricate încă din 1900 au ajuns la generația a treia. Problema lor a devenit actuală din cauza penuriei de energie, a creșterii continue a prețului petrolului, dar și din cauza degradării mediului exterior prin poluare. Electromobilul reduce consumul de energie și poate renunța la carburanții clasici, reducînd dependența de importul de petrol aflat și așa în epuizare. Poluarea este redusă la un minim practic insesizabil și se reduc cheltuielile de investiții, fabricare, exploatare și întreținere.

Punctul cel mai slab îl constituie stocarea energiei electrice, bateriile actuale grele reducînd autonomia practic la 100 km. Electromobilul actual corespunde traficului urban, fiind net superior, sub toate aspectele, celui clasic. Traficul interurban rămîne momentan încă tributar motorului cu explozie și petrolului.

În circa 10 —15 ani, cînd se vor realiza baterii cu puteri specifice de 10 ori mai mari, se vor putea realiza și electromobile cu performanțe necesare traficului interurban. Astfel, într-un viitor nu prea depărtat electromobilul va putea înlocui cu succes vehiculul clasic în toate domeniile.

Investițiile pe planurile industriilor naționale trebuie orientate pe baza acceptării dependenței de importul viitor al acestor produse, sau pe baza tendinței de fabricare a lor în țară și de exportare a lor, de crearea de noi ramuri de vîrf din tehnica mondială actuală.

Bibliografie

[1] * * * — 4 Internationales Elektrofahrzeug — Symposium in Dusseldorf, In: ETZ-A, 1976, **Vol. 97**, Nr. 8, p. 510—513.

[2] *Messy, B.* Etudes et realisations de vehicules lourds a accumulateurs, In: RGE, nr. 7/8, 1973, p. 489—490.

[3] *Goldman, W.E.* The design and development of a third — generation electric higway vehicole. In: Automotive Engineering Congress, Detroit Mich, January 10—11, 1972, SAE, 720 110.

[4] * * * Elektrofahrzeuge als nationales Entwicklungsprogramm in Japan. In: ATZ, nr. 9, 1976, p. 400.

[5] * * * — Internationales Elektro-Fahrzeug-Symposium. In: ATZ, nr. 2, 1977, p. 42—44.

[6] * * * — Electromobilul nu este numai o jucărie tehnică. In: Die Welt 6.10.1976.

[7] *Binder, H.* Forschungsrichtungen bei Batterien und Brennstoffzellen im Hinblick auf die zukunftige Energieversorgung. In: Chimie Ing. Techn. nr. 2, 1975, p. 51—56.

[8] * * * — Neuer englischer Elektrofahrzeug Antrieb mit verbessorter Leistung. In: ATZ, 1976, nr. 1/2, p. 32.

[9] * * * — Programul energetic prezentat Congresului de președintele SUA. In: Scînteia vineri 22.04.1977.

[10] *Tudor, R.* Cel mai mare poluant: automobilul. In: Știința și tehnică nr. 1, 1971.

[11] *Lefort, L.* Le vehicule electrique urbain. Distribution d'energie et vehicules electriques. In: RGE, nr. 6, 1973, p. 396—398.

[12] *Benezech, J.* Le vehicule electrique urbain. In: RGE, nr. 6, 1973, p. 413—428.

[13] *Albrecht, H.* Kritische Betrachtungen zur Einordnung von elektrischen angetriebenen Nutzfahrzeuge in den grosstädtischen Strassenverkehr. In: ETZ-A, nr. 11, 1973, p. 661—665.

[14] *Muller, H.G.* Die Bedeutung des elektrischen Kraftfahrzeugantriebes aus energierwirtschaftlicher und ökologischer Sicht. In: ETZ-A nr. 11, 1973, p. 618—621.

[15] *Oehms, K.J.* Die Versorgung elektrisch angetriebener Kraftfahrzeuge mit Antriebsenergie und deren Einordnung in die Belastungskurven der Elektrizitätsversorgungs-Unternehmen. In: ETZ-A, nr. 11, 1973, p. 706—711.

[16] *Michel, A.* Die Realisierbarkeit mit Brenn stoffzellen als Energiequelle. In: ETZ-A, nr. 11, 1973, p. 699—705.

[17] *Wolf, R.* Le vehicule electrique urbain. Etude des constituants. In: RGE, nr. 6, 1973, p. 399—402.

[18] *Bârbier, M.* Le vehicule electrique utilitaire. In: RGE nr. 7/8, 1973, p. 485—488.

[19] *Gomis, J.P.* Le vehicule electrique urbain. In: RGE, nr. 6, 1973, p. 403—407.

[20] *Frybourg, M.* Le vehicule electrique urbain. In: RGE, nr. 7/8 1973, p. 473—477.

NOTĂ

UTILIZAREA VENTILATOARELOR ÎN INDUSTRIE ŞI ÎN CONSTRUCŢIA DE CLĂDIRI CU DESTINAŢIE SOCIAL-CULTURALĂ

Construcţia de ventilatoare din R.D.G., care aprovizionează toate ramurile industriale din economie, acoperă un vast domeniu în diagrama de presiuni şi de volum (fig. 1) :

— amplificări de presiune de pînă la 10 000 Pa (1 000 kgf/m^2) ;

— curent volumetric pînă la 100 m^3/s (cca. 10^6 m^3/h).

Cu 21 de tipuri constructive complete de ventilatoare ILKA, livrate de **VEB Kombinat Luft-und Kältetechnik Dresda**, pot fi rezolvate aproape toate cazurile particulare cerute de practică. Din figura 1 reiese, de asemenea, că în cele mai importante domenii de aplicare (de

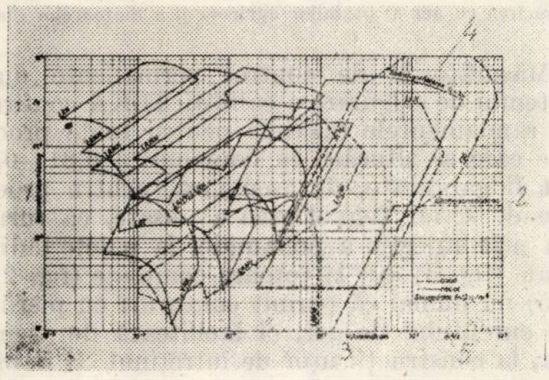


Fig. 1. Diagrama de puteri a ventilatoarelor : 1 — creşterea presiunii totale ; 2 — ventilatoarele turnului de răcire ; 3 — curent de volum ; 4 — ventilatoare radiale ; 5 — densitate de referinţă.

ex. 1 000 Pa şi 10 m^3/s), diverse tipuri constructive se suprapun. În condiţiile dezvoltării după principiul construcţiei executate din elemente prefabricate, cu aceste ventilatoare proiectantul are alegerea optimă a adaptării constructive la instalaţia sa, de exemplu : **ventilatorul radial** cu avantajele sale :

— curentul de aer este deviat cu 90° ;

— carcasa spirală permite o temporizare pronunţată a curentului de aer şi, implicit, într-un spaţiu restrîns, pierderi mici la ieşire la capătul unei instalaţii ;

— diferenţe de presiune relativ ridicate la viteze de rotaţie scăzută ;

— un spectru relativ avantajos al puterii acustice pentru urechea omului, astfel încît, de exemplu, la instalaţiile industriale o protecţie acustică suplimentară devine inutilă ;

— pentru aparatele de tehnică acustică stau la dispoziţie rotoare cu rotaţie liberă cu un grad de reacţie ridicat (fig. 2) **ventilatorul axial** cu avantajele sale ;

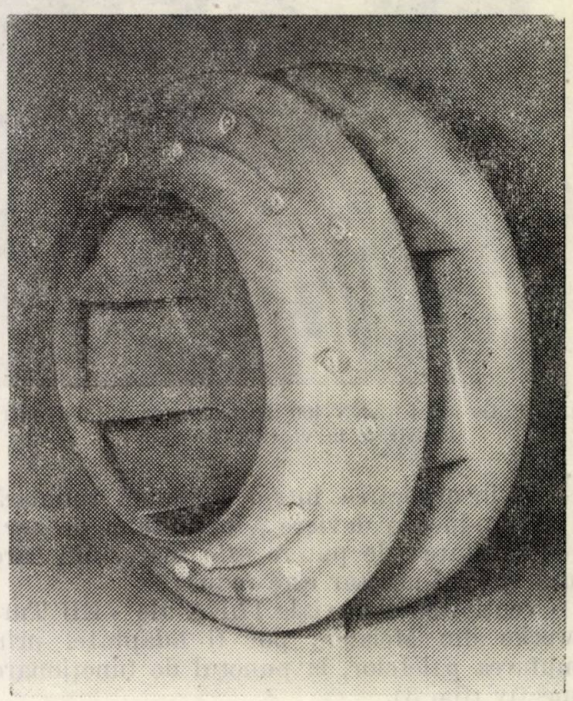


Fig. 2. Rotor de turbină hidraulică centripetă LRMN 315 din poliamidă V 30 cu 30% fibre de sticlă pentru asamblarea în aparate şi ventilatoare de acoperiş.

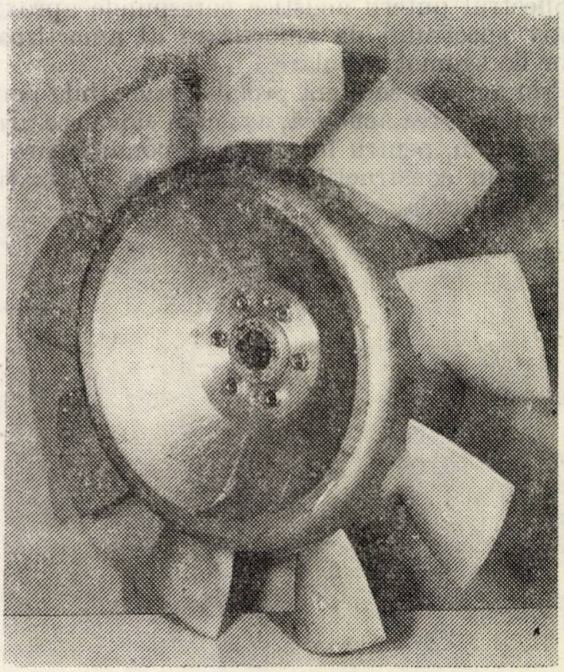


Fig. 3. Rotor axial LANN 1 000 cu palete reglabile pentru ventilatoare axiale.

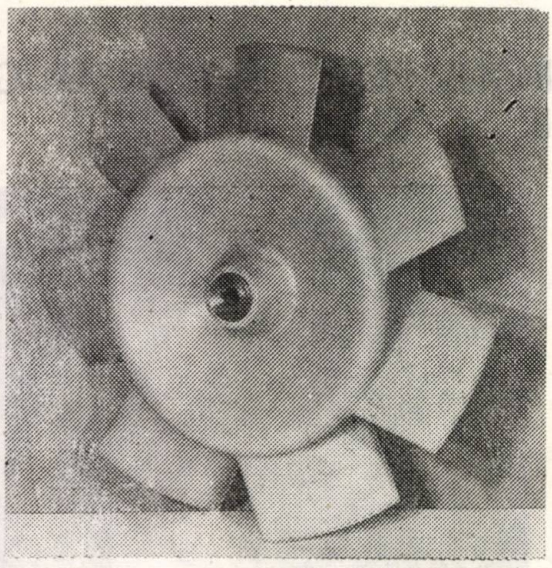


Fig. 4. Rotor axial LANN 400 din poliamidă VE 30 pentru încastrare în ventilatoare axiale.

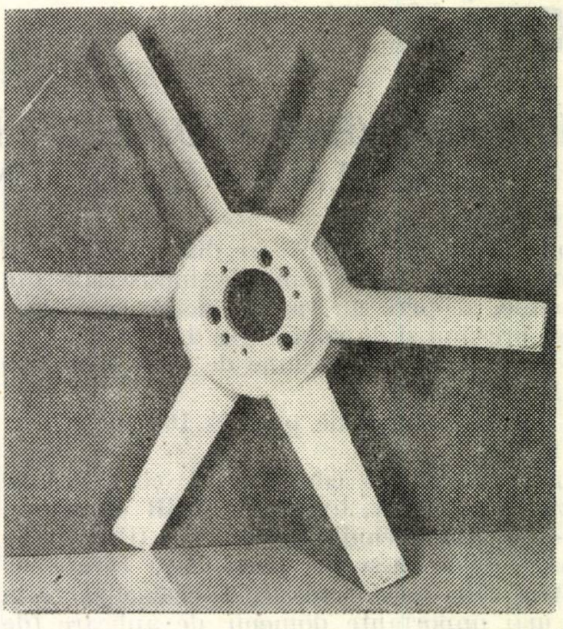


Fig. 5. Rotor axial cu 600 mm diametru pentru utilizarea la răcirea cu aer a mașinilor agricole și a motoarelor diesel.

— la încorporarea într-o conductă tubulară nu se produce o deviere a curentului de aer;
— densitatea de putere este mare, din care cauză spațiul necesar este redus;
— ventilatoarele axiale ILKA ale VEB Turbowerke din Meissen, pot fi adaptate, prin comutarea paletelor, la punctul de funcționare respectiv (fig. 3).

Aceasta oferă un avantaj pentru proiectantul de instalații care, după cum se știe, nu-și poate amenaja în fiecare caz instalația cu mare precizie.

Spectrul puterii acustice corespunde aproximativ spectrului de amortizare al amortizoarelor de zgomot tubulare.

Prin aceasta se oferă premise favorabile pentru amortizarea acustică, așa cum sînt necesare, de exemplu, pentru instalații de condiționare a aerului în construcții de clădiri cu destinație social-culturală.

Măsurătorile de control permanente după sistemul de asigurare a calității ILKA confirmă că randamentele maxime pentru toate produsele care se situează în domeniul a 0,81—0,90 pot fi garantate, de asemenea, pentru produsele de serie. Tehnologiile avansate, ca turnarea prin injecție a poliamidei la palete individuale (fig. 3) sau la rotoare complete (fig. 2, 4 și 5) nu numai că permit contururi cu pierderi ale curentului de aer, ci facilitează de asemenea, la construcții ușor de întreținut și fiabile.

VEB Turbowerke din Meissen furnizează aparate de reglaj pentru ventilatoare axiale și radiale începînd cu un diametru de aspirație de 500 mm pentru reglarea în vederea economisirii energiei.

Pe lîngă aceasta, pot fi livrate ventilatoare axiale mari cu palete reglabile în cursul funcționării.

Manifestări tehnico-științifice

A 21-A EDIȚIE A TÎRGULUI DE LA BRNO — 1979

Tîrgul internațional de construcții mecanice de la Brno este una din importantele manifestări tehnico-științifice și comerciale de talie mondială.

În decursul a 20 de ani de existență acesta a cucerit o poziție solidă în cadrul sistemelor internaționale de tîrguri și expoziții, oferind un fertil prilej pentru schimbul de informații științifice și tehnice, ca și pentru schimbul de opinii între tehnicieni și specialiști privind noutățile în domeniul mașinilor și utilajelor.

Fiecare ediție a Tîrgului de la Brno este profilată pe un anumit sector industrial.

La ediția din toamna anului 1979, care s-a desfășurat între 12 și 20 septembrie, au predominat mașinile agricole.

Cea de a 18-a Conferință internațională a redactorilor presei tehnice (13—14 septembrie 1979) și-a ales ca temă „Rolul industriei mecanice în dezvoltarea unei producții agricole intensive". Lucrările conferinței au fost ilustrate de o bogată expoziție tematică.

Exponatele din sectorul dominant au ocupat o suprafață totală de 16 000 mp. Partea cehoslovacă a fost reprezentată aici de Intreprinderea de comerț exterior MOTOKOV. În cadrul aceluiași sector s-a bucurat de aprecierea unanimă a specialiștilor expoziția de pompe a trustului SIGMA, ca și cea de tractoare forestiere a Centralei de comerț exterior MARTIMEX.

Celelalte ramuri industriale ale Cehoslovaciei au prezentat mașini și utilaje cuprinse în programul de export al întreprinderilor cehoslovace de comerț exterior : CENTROTEX, CHIRANA, FERROMET, INVESTA, KERAMETAL, KOVO, MERKURIA, MARTIMEX, METALIMEX, OMNIA, PRAGOIMPEX, SIGMA, ŠKODAEXPORT, STROJEXPORT, STROJIMPORT, ZSE și altele.

Țările socialiste au fost, de asemenea, prezente la această manifestare de talie mondială : R.D. Germană, R.P. Bulgaria, Republica Cuba, R.P. Ungaria, R.P. Polonia, R.S. România, Uniunea Sovietică și R.S.F. Iugoslavia au deținut vaste standuri expoziționale, ale căror produse, completate cu cele ale țării gazdă au evidențiat stadiul avansat al dezvoltării acestora accentuînd, în același timp, importanța cooperării între ele.

Participarea țărilor occidentale industriale a completat și îmbogățit gama exponatelor, contribuind la crearea de condiții optime pentru confruntarea tehnico-științifică și comercială, ocazionată de Tîrgul internațional de construcții mecanice de la Brno — 1979.

Pe lîngă sectorul mașinilor necesare măsurării și intensificării muncii agricole, care a predominat ediția de toamnă a Tîrgului de la Brno, întreprinderile de comerț exterior cehoslovace au prezentat realizări din toate sectoarele aparținînd industriei construcțiilor mecanice. Astfel, ca sector principal în acest domeniu, mașinile-unelte ca și mașinile pentru prelucrat prin deformare au făcut obiectul expozițiilor reprezentate de STROJIMPORT. În ansamblul de noutăți această expoziție a prezentat strungul automat cu opt broșe pentru uzinarea în bare SAY 8/40 ; strungul semiautomat cu comandă numerică SPL—25 NCA + MERONA, mașina de frezat OFA 125 ; freza pe consolă și avans prin culisare FGS V50 ; capul port — broșă de alezare — frezare tip WoQ G—NC etc.

Printre expozanții în branșa echipamentului energetic și-au etalat produsele întreprinderile cehoslovace ŠKODA PLZEN și ŠKODAEXPORT.

Electrotehnica curenților tari a fost reprezentată de grupa industrială ZAVODY SILNOPROUDE ELEKTROTECHNIKY (ZSE) — Praga.

Expoziția Trustului ZSE a fost realizată pe patru grupe fundamentale : mașini electrice rotative și comandate, aparate, posturi de transformare și distribuit, cabluri și izolatoare și instalații electrotermice.

Printre produsele expuse de ZSE s-au remarcat :

— regulatorul automat de putere reactivă multigrade, tip RQ5, aparat electronic fără contact comandant, cu puterea de compensare în 31 de grade în reglaj fin. Efectul scontat se poate obține cu ajutorul a două elemente de comandă situate pe un panou frontal, care permite să se regleze continuu o gamă vastă pînă la valoarea 1 ;

— transformatorul de curent pentru aparate montabile în serie tip BP 22, 180—M, Y și P cu aplicații în alimentarea protecției rapide a aparatelor de protecție și de control a instalațiilor electrice etc. ;

— întrerupătoare rapide de curent continuu NIB7E3, în concepție modulară.

Domeniul electronicii și al aparatelor de măsură a concentrat un mare număr de produse ale întreprinderilor TESLA, METRA și ZPA.

În sectorul tehnicii medicale s-au evidențiat produsele expuse de CHIRANA cu un mare număr de noutăți, în care s-au situat la loc de frunte aparatele de radiografie dentară „Minident" și echipametele pentru laboratoarele medicale.

Conferințele pe specialități, alături de Conferința redactorilor din presa tehnică, simpozioanele tehnice și zilele profesionale tematice, organizate de Societatea cehoslovacă pentru știință și tehnică au lărgit cadrul posibilităților de contact între specialiștii din toată lumea.

G.A.

Indicaţii Redacţionale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate : text şi figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original şi copie carbon sau xerox.

Textul *lucrării se compune din părţile specificate în continuare: acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.*

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) şi cod de clasificare zecimală (CZ), *funcţia şi locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.*
- Textul de bază — *maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură faţă a hîrtiei (format A4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariţiei în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea :* Introducere ; 1. Capitol ; 2. Capitol, ..., n. Concluzii ; Anexe ; Bibliografie.

- Bibliografia — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text şi cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte şi teză de doctorat).*

  [1] *Vladimirescu, A. Calculator Aided Design of MOS Integrated Circuits. În : IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC—10, nr. 3, 1975, p. 151—160.*

  [2] *Bulucea, C., Vais, M. şi Profeta, H. Circuite integrate liniare. Bucureşti, Editura tehnică, 1976.*

  [3] *Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-Bucureşti, 1975.*

- Legendele la figuri — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri.*

Figurile lucrării, *în număr de maximum 10 bucăţi, la maximum de pagini text, se desenează şi se scriu în tuş, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacţia revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienţi de reducere între 0,4 şi 0,8. Autorii sînt rugaţi să ţină seama de această reducere la confecţionarea desenului original, care nu trebuie să depăşească însă formatul A4 ; în mod special se atrage atenţia asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se aşteaptă să fie făcut cu şablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimatele de calculator şi fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate şi contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retuşare în tipografie.*

★

Autorii sînt rugaţi să acorde o atenţie deosebită clarităţii întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultăţile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.

1980 JUN 2

E 2040/1
Victor
66

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 28 • Nr. 4 • MAI 1980

Aparat cu raze X URS-2,0 model perfecţionat

PENTRU ANALIZE CU RAZE X ÎN DOMENIILE FIZICII SOLIDELOR, CRISTALOGRAFIEI, STUDIULUI METALELOR, CHIMIEI.

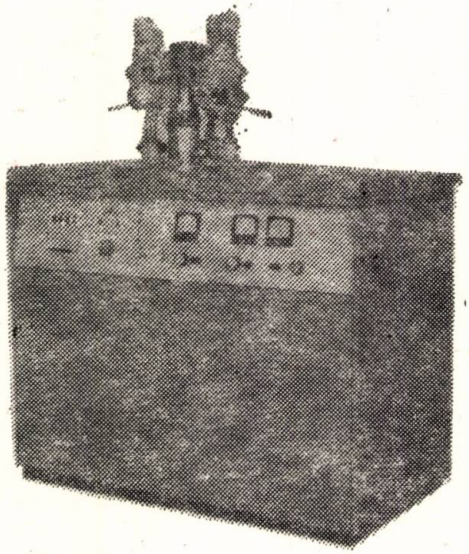


FIGURA DE DIFRACŢIE ESTE ÎNREGISTRATĂ PRIN METODA FOTOGRAFICĂ CU AJUTORUL CAMERELOR DE DIFRACŢIE.

APARATUL ESTE DOTAT CU O SURSĂ DE RAZE X CU CARACTERISTICI DE ÎNALTĂ STABILITATE ÎN CURENT ANODIC ŞI LA TENSIUNE. PUTEREA SA UTILĂ ESTE DE 5kW.

Exportator:

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Smolenskaia — Sennaia; 121200 Moscova, URSS
Telefon: 244—32 — 85; Telex: 7628

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 23 Nr. 4 mai 1980

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.333 : 621.335

MOTOARE ASINCRONE
PORNIRE MONOFAZAT
CUPLU DE PORNIRE
SUPRATENSIUNE

Nerodea, T. : **Pornirea motoarelor serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5 100 kW.**
E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 157

Lucrarea analizează trei variante pentru pornirea serviciilor auxiliare ale LE de 5 100 kW, dînd descrierea teoretică a metodei şi rezultatele experimentale.

CZ 681.301

PRELUCRAREA IMAGINILOR
EXTRAGEREA TRĂSĂTURILOR
RECUNOAŞTEREA FORMELOR

Vârtosu, M. : **Extragerea conturului obiectelor din imagini numerice folosind tehnici contextuale.**
E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 164

În articol se demonstrează că extragerea conturului obiectelor din imagini numerice este condiţionată de operaţiile de anteprelucrare asociate, iar alegerea optimă a tehnicilor de antreprelucrare şi extragere asigură eficienţa procesului de extragere.

CZ 523.72

CELULE SOLARE CU SILICIU
ENERGIE ELECTRICĂ
CONCENTRATOARE DE LUMINĂ

Negreanu, M. ş.a. : **Unele aspecte ale utilizării celulelor solare cu siliciu în regim de concentrare a luminii solare.**
E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 173

Lucrarea prezintă rezultatele experimentărilor efectuate pe trei tipuri de celule solare cu siliciu realizate în concepţie proprie, concentrarea luminii pe suprafaţa lor fotosensibilă făcîndu-se cu ajutorul unor lentile.

CZ 621.314.02

INVERTOR MONOFAZAT
STUDIU PE CALCULATOR NUMERIC
TENSIUNE DE ALIMENTARE

Székely, I., Szentgyörgyi, V. : **Invertor monofazat de medie frecvenţă triplu cu divizare de timp.**
E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 176

Lucrarea face un studiu asupra unui invertor triplu cu divizare de timp urmărindu-se îmbunătăţirea formei mărimilor electrice, ca şi creşterea puterii utile de medie frecvenţă. Totodată, se studiază posibilitatea reglării puterii active de m.f. prin decalarea frontală a intrării în conducţie a tiristoarelor în raport cu tensiunea de sarcină.

CZ 621.0.314 : 621.3.366.6

CURENT ALTERNATIV
ARC ELECTRIC
PARAMETRI

Popescu, M. : **Determinarea parametrilor arcului electric în contactoare la trecerea curentului prin zero.**
E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai, 1980, p. 182

Se prezintă determinarea parametrilor arcului electric (puterea disipată şi constanta de timp) în ipoteza variaţiei puterii disipate (în funcţie de timp) şi a conservării.

CZ 621.318.4

RESOLVERE
ÎNFĂŞURĂRI SINUSOIDALE
OPTIMIZARE

Maftei, Gh., Ursu, T. : **Optimizarea distribuţiei înfăşurării sinusoidale concentrice.**
E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 186

Distribuţia sinusoidală a înfăşurărilor transformatoarelor rotative este problema de bază ce trebuie rezolvată la proiectarea unor asemenea micromaşini electrice.

Lucrarea propune o metodă de optimizare a înfăşurărilor sinusoidale concentrice şi stabileşte coeficienţii de distribuţie a spirelor unei faze pe bobine.

CZ 621.311.1 : 621.317.7

REŢELE ENERGETICE
COSFIMETRU NUMERIC
GENERATOR CU SARCINĂ INDUCTIVĂ

Stoica, V. : **Cosfimetru numeric cu triplă integrare.**
E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 188

Articolul descrie o metodă originală de măsurare a cosinusului unghiului α dintre două semnale sinusoidale de aceeaşi perioadă T, care utilizează un proces compus din trei integrări corelate, în urma cărora se poate pune în evidenţă un interval de timp proporţional cu cosinusul căutat.

CZ 518.12.831

TRANSFORMATA LAPLACE INVERSĂ
RAPORTUL A DOUĂ POLINOAME
EXPRESIE ANALITICĂ

Tatoiu, G. V. : **Subprogram pentru calculul expresiei analitice a transformatei Laplace inverse a unui raport de două polinoame**
E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 194

Subprogramul calculează expresia analitică a transformatei Laplace inverse a unui raport de două polinoame avînd gradul maxim 20, respectiv 21. Pe baza polilor furnizaţi, rezolvă cazurile de poli reali de ordin maxim doi, în origine, sau nenuli şi de poli complecşi de ordin unu.

RECENZII 206

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. then. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al institutului de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, E.E.A., Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2126 Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.333 : 621.335

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ
ОДНОФАЗНЫЙ ПУСК
ПУСКОВОЙ МОМЕНТ
ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЕ

Неродя, Т.: **Пуск двигателей подсобных установок электровозов 5 100 кВт.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, май 1980, стр. 157

Статья рассматривает три варианта пуска вспомогательных служб электровозов 5100 кВт, давая теоретические описания метода и экспериментальные результаты.

УДК 681.301

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ
ИЗВЛЕЧЕНИЕ ОЧЕРТАНИЙ
РАСПОЗНАВАНИЕ ФОРМ

Выртосу, М.: **Извлечение контура объекта из числового изображения.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, май 1980, стр. 164

В статье показывается, что извлечение очертания объектов из числового изображения обусловлено совместными операциями предварительной обработки, а оптимальный выбор техники предварительной обработки и изучения обеспечивает эффективность процесса извлечения.

УДК 523.72

СОЛНЕЧНЫЕ ЯЧЕЙКИ НА ОСНОВЕ КРЕМНИЯ
ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЭНЕРГИЯ
КОНЦЕНТРАТОРЫ СВЕТА

Негряну, М. и др.,: **Некоторые взгляды относительно использования солнечных ячеек на основе кремния в режиме концентрации солнечного света.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4 май 1980, стр. 173

Работа описывает результаты экспериментов, проведённых с тремя типами солнечных ячеек на основе кремния, созданных по собственной концепции, концентрацию света на фоточувствительной поверхности этих ячеек, осуществленную с помощью линз.

УДК 621.314.02

ОДНОФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР
ИССЛЕДОВАНИЕ С ПОМОЩЬЮ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ
НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ

Сзекели, И., Сзентгиёргий, В.: **Однофазный тройной инвертор средней частоты с разделением времени.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, май 1980, стр. 176

Работа сделает исследование относительно тройного инвертёра с разделением времени, имея в виду улучшение формы электрических величин а также увеличение полезной мощности средней частоты. Одновременно изучается возможность регулирования активной мощности средней частоты посредством фронтального сдвига пуска в ход тиристоров в зависимости от нагрузочного напряжения.

УДК 621.3.014 : 621.3.066.6

ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК
ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ДУГА
ПАРАМЕТРЫ

Попеску, М.: **Определение параметров электрической дуги в контакторах при прохождении тока через ноль.**

E.E,A. – Electrotehnica 28, nr. 4, май 1980, стр. 182

Даётся определение параметров электрической дуги (рассеянная мощность, и постоянная времени), при условии варьирования рассеянной мощности (в зависимости от времени) и сохранения.

УДК 621.318.4

ВРАЩАЮЩИЙСЯ ТРАНСФОРМАТОР
СИНУСОИДАЛЬНЫЕ ОБМОТКИ
ОПТИМИЗАЦИЯ

Мафтей, Г., Урсу, Т.: **Оптимизация распределения концентрических синусоидальных обмоток.**

E.E.A. – Electrotehnica, 28, nr. 4, май 1980, стр. 186

Синусоидальное распределение обмоток вращающихся трансформаторов является основной проблемой, которая должна разрешаться при проектировании подобных электрических микромашин.

В работе предлагается метод оптимизации концентрических синусоидальных обмоток и устанавливаются распределительные коэффициенты и коэффициентоы витков одной фазной катушки.

УДК 621.311.1 : 621.317.7

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СЕТИ
ЧИСЛЕННЫЙ КОСФИМЕТР
ГЕНЕРАТОР С ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Стойка, В.: **Численный косфиметр с тройным интегрированием**

E.E.A. – Electrotehnica, 28, r. 4, май 1980, стр. 188

Статья описывает оригинальный метод измерения угла между двумя синусоидальными сигналами одинакового периода, *T*, который использует процесс, составленный из трёх связанных между собой интергаций после которых возможно наблюдать интервал времени, пропорциональный с искомым косинусом.

УДК 518.12.831

ОБРАТНОЕ ПРЕОБРАЗОВЯНИЕ ЛАПЛАСА
ОТНОШЕНИЕ ДВУХ ПОЛИНОМОВ
АНАЛИТИЧЕСКОЕ ВЫРАЖЕНИЕ

Татою, Г. В.: **Подпрограмма для вычисления аналитического выражения обратного преобразования Лапласа отношения с двух полиномов**

E.E.A. – Electrotehnica, 28, nr- 4, май 1980, стр. 194

Подпрограмма вычисляет аналитическое выражение обратного преобразования Лапласа отношения двух полиномов имеющий максимальную степень 20, соответственно 21. На основе существующих полюсов, разрешаются случаи реальных полюсов в максимальной степени 2, в оригине или неннуль и комплексных полюсов в первой степени.

РЕЦЕНЗИЯ 206

INHALT

CZ 621.313.333 : 621.335

ASYNCHRONISCHE MOTOREN
MONOPHASISCHER ANLASS
EINSCHALTANLASS
ÜBERSPANNUNG

Nerodea, T. : **Motorenanlass der auxilieren Dienste der elektrischen Lokomotive von 5 100 kW.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, Mai 1980, S. 157

Die Arbeit analysiert drei Varianten in Bezug auf den Anlass der auxilieren Dienste der LE von 5 100 kW, indem sie die theoretische Beschribung der Methode und die experimentalischen Ergebnisse wiedergibt.

CZ 681.301

DIE BILDERBEARBEITUNG
HERAUSHEBUNG DER GESICHTSPUNKTE
ERKENNUNG DER FORMEN

Vârtosu, M. : **Heraushebung der Konturen der Dinge aus ziffernmässigen Bilder, die sich der kontextuellen Techniken bedienen.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, Mai 1980, S. 164

Im Artikel wird die Heraushebung der Konturen der Dinge aus ziffernmässigen Bilder bewiesen ; sie ist von den Opera-

tionen der assozierten Vorbearbeitung bedingt und die optimale Auswahl der Techniken der Vorbearbeitung und Entnahme sichert den Prozesswirkungsgrad der Entnahme.

CZ 623.72

SONNENZELLE MIT SEILIZIUM
ELEKTRISCHE ENERGIE
LICHTABDAMPFKESSEL

Negreanu, M. u.a. : **Einige Aspekte für die Verwendung der Sonnenzellen mit Siliziunu im Bereich der Lichtabdampfkessel.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, Mai 1980, S. 173

Die Arbeit zeigt die Ergebnisse der schon erzielten Experimente auf drei Sonnenzellentypen mit Silizium, in eigener Auffassung erfüllt, die Lichtkonzentration, auf ihrer fotosensiblen Fläche, wird mit Hilfe einiger Linsen durchgeführt.

CZ 621.314.02

MONOPHASISCHER RICHTER
STUDIE AUF DIGITALE
RECHENMASCHINE
SPEISESPANNUNG

Székely, I., Szentgyörgyi, V. : **Monophasischer Richter mittlerer Frequenz dreifach mit Zeitteilung.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, Mai 1980, S. 176

Die Arbeit zeigt ein Studium auf einen Drehrichter mit Zeitteilung, in dem die Verbesserung der Formen mit elektrischen Grössen verfolgt wird, sowie auch die Steigerung der nützlichen Kraft mit mittlerer Frequenz. Gleichzeitig wird auch die Möglichkeit der Regelung der aktiven Kraft mit mittlerer Frequenz studiert, mit Hilfe von frontaler Anmeldung der Einführung in der Leitung der Thyristoren im Verhältnis zur Belastungsspannung.

CZ 621.3.014 : 621.3.066.6

WECHSELSTROM
LICHTBOGEN
PARAMETER

Popescu, M. : **Bestimmung der Parameter des Lichtbogens in Kontaktgeber bei Stromdurchgang durch Null.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, Mai 1980, S. 182

Die Bestimmung der Parameter des Lichtbogens (gestreute Kraft und Zeitkonstante) wird dargestellt in der Hypotheze der vielfältigen gesteuerten Kraft (abhängig von der Zeit) und der Erhaltung.

CZ 621.318.4

LÖSUNG
SINUSOIDALE WICKLUNGEN
OPTIMIERUNG

Maftei, Gh., Ursu, T. : **Die Optimierung der Verteilung der sinusoidalen, konzentrischen Wicklungen.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, Mai 1980, S. 186

Die sinusoidale Verteilung der Wicklungen der Drehtransformatoren ist das Grundproblem, das bei der Projektion solcher eleltrischer Mikromaschinen aufgelöst werden muss. Die Arbeit bietet eine Methode der Optimisierung der sinusoidalen, konzentrischen Wicklungen an, und stellt die Verteilungskoefizienten der Windungen einer Spulenphase dar.

CZ 621.311.1 : 621.317.7

ENERGETISCHE NETZWERKE
ZIFERNMÄSSIGER PHASENWINKEL
GENERATOR MIT INDUKTIVER
BELASTUNG

Stoica, V. : **Ziffernmässiger Phasenwinkel mit dreifacher Integrierung.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, Mai 1980, S. 188

Der Artikel beschreibt eine originelle Methode der Messung des Winkelkosinus zwischen zwei sinusoidalen Zeichen derselben Periode T, die einen zusammengesetzten Prozess aus 3 korelierten Integrierungen verwendet, woraus eine Zeitdauer, die proportional mit dem verfolgten Kosiuns, hervorgehoben werden kann.

CZ 518.12.831

DIE UNGEKEHRTE LAPLACE
TRANSFORMATION
DAS VERHÄKTNIS ZWEIER POLYNOME
ANALYTISCHER AUSDRUCK

Tatoiu, G. V. : **Unterprogramm für die Rechnung des analytischen Ausdrucks der umgekehrten Laplace Transformation eines Verhältnisses zwischen zwei Polynome.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, Mai 1980, S. 194

Das Unterprogramm rechnet den analytischen Ausdruck der umgekehrten Laplace Transformation eines Verhältnisses zwischen zwei Polynome, der ein maximaler Grad 20 (b.z.w.) 21 hat. Auf Grund der erhaltenen Pole, löst er Fälle der realen Pole mit Höchstgrad zwei in Original oder nicht Null und vielfältige Pole vom Grad eins auf.

SUMMARY

DC 621.313.333 : 621.335

INDUCTION MOTORS
SINGLE-PHASE START
STARTING TORQUE
OVERVOLTAGE

Nerodea, T. : **The starting of the motors for auxiliary services in the 5 100 kW electric locomotive.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, may 1980, p. 157

The paper analyses three possibilities for starting the auxiliary services in the 5 100 kW electrical locomotive, presenting the theoretical desciption of the method, together with the experimental results.

DC 681.301

IMAGE PROCESSING
FEATURE EXTRACTION
SHAPE RECOGNITION

Vârtosu, M. : **Object outline extraction from numerical images by means of contextual techniques.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, may 1980, p. 164

The article shows that the object outline extraction from numerical images is conditioned by the associated pre-processing operations, and that the optimal selection of pre-processing and extraction techniques ensure the extraction efficiency.

DC 523.72

SILICON SOLAR CELLS
ELECTRICAL ENERGY
LIGHT CONCENTRATOR

Negreanu, M. et. al. : **Some aspects of the use of silicon solar cells in sun-light concentration régime.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, may 1980, p. 173

The paper presents the results of tests on three types of own design silicon solar cells, the light concentration on the photosensitive surface being achieved by means of lens.

DC 621.314.02

ONE-PHASE INVERTER
DIGITAL COMPUTER STUDY
SUPPLY VOLTAGE

Szekely, I., Szentgyörgyi, V. : **Time sharing triple mean frequency one-phase inverter.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, may 1980, p. 176

Th e paper studies a time sharing triple inverter, having in vie w the improvement of the electrical quantities shapes, as we ll as the increase of the mean frequency useful power. At th e same time, the possibility to ajust the mean frequency activ e power by frontal shifting of the thyristors conduction input according to the load voltage, is also studied.

DC 621.3.314 : 621.3.066.6

ALTERNATIVE CURRENT
ELECTRIC ARC
PARAMETERS

Popescu, M. : **The determination of the electric arc parameters in contractors when the current passes through zero.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 4, may 1980, p. 182

The determination of the electric arc parameters (dissipated heat and time constant) taking into account the assumption

of the dissipated power variation (function of time), and that of the energy conservation, is presented.

DC 621.218.4

RESOLUTION
SINUSOIDAL WINDING
OPTIMIZATION

Maftei, Gh., Ursu, T. : **Optimizing the concentric sinusoidal winding distribution.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, may 1980, p. 186

The sinusoidal distribution of the rotary transformer windings represents the basic problem that must be solved when designing such electrical micromachines.

The paper suggests a method of optimizing the concentric sinusoidal windings, and determines the turns distribution coefficients for a phase on coils.

DC 621.311 : 621.317.7

ELECTRICAL NETWORKS
DIGITAL POWER FACTOR METER
INDUCTIVE LOAD GENERATOR

Stoica, V. : **Digital power factor meter with a triple integration.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, may 1980, p. 188

The paper describes an original method for measuring the α angle between two sinusoidal signals of the same period T, which uses a process made of three correlated integrations, on the basis of which a time interval proportional to the looked for cosine, can be pointed out.

DC 518.12.831

REVERSED LAPLACE TRANSFORM
TWO POLYNOMIALS RATIO
ANALYTICAL EXPRESSION

Tatoiu, G. V. : **A subprogram for computing the analytical expression of two polynomial ratio reversed Laplace transform.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, may 1980, p. 194

The subprogram computes the analytical expression of the reversed Laplace transform of a two polynomials ratio, having the maximum degree of 20, and 21, respectively. On the basis of the provided poles, it finds the solution for the cases regarding the real poles of the maximum order of two, in the origin or non-zero, and the complex poles of the order of one.

SOMMAIRE

CD 621.313.000 : 621.335

MOTEURS ASYNCHRONES
DÉMARRAGE MONOPHASÉ
COUPLE DE DÉMARRAGE
SURTENSION

Nerodea, T. : **Démarrage des moteurs des services auxiliaires de la locomotive électrique de 5 100 kW.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 157

L'ouvrage analyse trois variantes pour le démarrage des services auxiliaires de la locomotive électrique de 5 100 kW, présentant l'étude théorique de la méthode et les résultats expérimentaux.

CD 681.301

TRAITEMENT DES IMAGES
EXTRACTION DE TRAITS
RECONNAISSANCE DES FORMES

Vârtosu, M. : **Extraction du contour des objets à partir d'images numérques utilisant des techniques contextuelles.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 164

Dans l'article on démontre que l'extraction du contour des objets à partir d'images numériques est conditionnée par les opérations de prétraitement conjointes, alors que le choix optimal des techniques de prétraitement et extraction assure l'efficience du processus d'extraction.

CD 523.72

CELLULES, SOLAIRES A SILICIUM
ENERGIE ÉLECTRIQUE
CONCENTRATEURS DE LUMIÈRE

Negreanu, M. et.a. : **Quelques aspects de l'utilisation des cellules solaires à silicium en régime de concentration de la lumière solaire.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 173

L'ouvrage présente les résultats des expérimentations effectuées sur trois types de cellules solaires à silicium réalisées en conception propre, la concentration de la lumière sur leur surface photosensible étant réalisée au moyen de lentiles.

CD 621.314.02

ONDULEUR MONOPHASÉ
ETUDE AU MOYEN D'UN
CALCULATEUR DIGITAL
TENSION D'ALIMENTATION

Székely, I., Szentgyörgyi, V. : **Onduleur monophasé triple de moyenne fréquence à division de temps.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 176

L'ouvrage présente l'étude d'un onduleur triple à division de temps ayant pour but l'optimisation de la forme des grandeurs électriques ainsi que l'augmentation de la puissance utile de moyenne fréquence. A la fois, on étudie la possibilité du réglage de la puissance active de moyenne fréquence par le décalage frontal du déclenchage des thyristors par rapport à la tension de charge.

CD 621.3.014 : 621.3.066.6

COURANT ALTERNATIF
ARC ÉLECTRIQUE
PARAMÈTRES

Popescu, M. : **Détermination des paramètres de l'arc, électrique dans les contacteurs au passage du courant par zéro.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 182

On y présente la détermination des paramètres de l'arc électrique (puissance dissipé et constante de temps) dans l'hypothèse de la variation de la puissance dissipée (en fonction du temps) et de la conservation.

CD 621.318.4

RESOLVERS
ENROULEMENTS SINUSOÏDAUX
OPTIMISATION

Maftei, Gh., Ursu, T. : **Optimisation de la distribution de l'enroulement sinusoïdal concentrique.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 186

La distribution sinusoïdale des enroulements des transformateurs rotatifs est le problème fondamental qui doit être résolu lorsqu'on réalise les projets techniques de ces micromachines électriques. L'ouvrage propose une méthode d'optimisation des enroulements sinusoïdaux concentriques et établit les coefficients de distribution des spires d'une phase d'une bobine.

CD 621.311.1 : 621.317.7

RÉSEAUX, ÉNERGÉTIQUES
COSPHIMETRE NUMÉRIQUE
GÉNERATEUR A CHARGE INDUCTIVE

Stoica, V. : **Cosphimètre numérique à intégration triple.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 188

L'article décrit une méthode originale de mesure du cosinus de l'angle entre deux signaux sinusoïdaux ayant la même période T, qui utilise un processus comprenant trois intégrations corrélées, par suite auxquelles on peut mettre en évidence un intervalle de temps proportionnel au cosinus requis.

CD 518.12.831

TRANSFORMÉE LAPLACE INVERSE
RAPPORT DE DEUX POLYNÔMES
EXPRESSION ANALYTIQUE

Tatoiu, G. V. : **Sous-programme pour le calcul de l'expression analytique de la transformée Laplace inverse d'un rapport de deux polynômes.**

E.E.A. — Electrotehnica 28, nr. 4, mai 1980, p. 194

Le sous-programme calcule l'expression analytique de la transformée Laplace inverse d'un rapport de deux polynôme ayant le degré maximal 20, respectivement 21. Reposant sur les pôles réels d'ordre maximal deux, à l'origine ou pôles qui ne sont pas nuls et de pôles complexes de l'ordre uns

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 4

CZ 621.313.333:621.335

MOTOARE ASINCRONE
PORNIRE MONOFAZAT
CUPLU DE PORNIRE
SUPRATENSIUNI

Pornirea motoarelor serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW

TIBERIU NERODEA* — CRAIOVA

Introducere

Serviciile auxiliare ale locomotivei electrice de 5 100 kW, fabricată la I.E.P.C. — Craiova, sînt acţionate cu motoare asincrone trifazate de construcţie normală. Deoarece pe locomotivă nu există reţea trifazată, alimentarea fazei a treia se face prin condensatoare de defazare.

Valoarea capacităţii şi tensiunii de alimentare se determină cu ajutorul relaţiilor stabilite în [1], valori care sînt funcţie de parametrii schemei echivalente a maşinii asincrone.

În timpul pornirii, admitanţa echivalentă a maşinii este mult diferită de cea din timpul funcţionării, ceea ce impune necesitatea modificării capacităţii de defazare şi/sau a configuraţiei schemei de alimentare, pentru mărirea cuplului de pornire.

În lucrare se analizează trei variante pentru pornirea serviciilor auxiliare, prezentîndu-se atît metoda teoretică, cît şi rezultatele experimentale.

Ca mijloc de analiză se utilizează metoda componentelor simetrice, faţă de care maşina prezintă admitanţe echivalente diferite.

1. Prezentarea schemei de alimentare a serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5 100 kW

Serviciile auxiliare ale locomotivei electrice de 5 100 kW sînt acţionate după cum urmează :

Cele şase grupuri de motoare pentru ventilatoarele motoarelor de tracţiune sînt tip AMV1.1 + + AMV1.2 cu următoarele caracteristici tehnice nominale : tensiunea Δ/Y 220/380 V ; curentul 14,2/8,19 A ; puterea 4 kW ; factorul de putere 0,87 ; numărul de perechi de poli $p = 1$.

Răcirea transformatorului se realizează cu ajutorul unei pompe de ulei şi a unui ventilator. Cele două motoare au următoarele caracteristici tehnice nominale : M.P.U. tensiunea 380 V ; curentul 4 A ; puterea 1,8 kW, $\cos \varphi = 0{,}85$; $p = 2$. AMV 2.1 : tensiunea Δ/Y 380/660 V, curentul 22,1/12,75 A, puterea 11 kW, $\cos \varphi = 0{,}85$; $p = 2$.

Locomotiva este echipată cu frînă reostatică. Răcirea celor două rezistenţe de frînare se face cu două motoventilatoare tip AMV 2.2, avînd caracteristici tehnice identice cu ale motoarelor tip AMV 2.1

Aerul comprimat necesar frînării şi acţionării contactoarelor electropneumatice este furnizat de două compresoare identice, acţionate cu motoare MCLE, cu următoarele caracteristici tehnice nominale : tensiunea Δ/Y 380/660 V ; curentul 44,2/25,5 A, puterea 22 kW, $\cos \varphi = 0{,}86$, $p = 2$.

Modul în care se face alimentarea motoarelor este prezentat în figura 1. Pornirea motoarelor se face în grupe, pentru utilizarea aceleiaşi baterii de condensatoare de pornire $C1.1 - C1.4$.

Prima grupă este formată din şase motoare pentru ventilaţia primelor trei motoare de tracţiune. Se închide contactorul $S8.8.$, care conectează la borna comună pentru alimentarea fazei a treia capacităţile $C1.1 - C1.4$ şi $C2$, după care se conectează grupa I de motoare, prin închiderea contactorului $S7.2$.

După terminarea pornirii primei grupe de motoare, se conectează grupa a doua, compusă din celelalte şase motoare pentru ventilaţia motoarelor de tracţiune, iar, în final, grupa a treia, compusă din motoarele pompei de ulei şi ventilatorul transformatorului.

Compresoarele au o funcţionare intermitentă, pornirea şi oprirea lor fiind comandată de atingerea presiunii de 8 dN/cm², în timpul consumării aerului comprimat şi 10 dN/cm², în timpul

* Autorul este inginer la Centrul de cercet. şt. şi inginerie tehnologică „Electroputere" — Craiova.

umplerii rezervoarelor. Pornirea compresoarelor poate să aibă loc atît cu restul motoarelor în funcțiune, cît și cînd acestea sînt oprite.

Ventilatoarele pentru rezistențele de frînare se pornesc în același mod ca și celelalte grupe, în cazul că se face frînare reostatică.

în acționări electrice [2], fiind satisfăcător cînd se cercetează fenomenele exterioare mașinii. Admitanța directă și inversă, așa cum arată schemele echivalente ale mașinii asincrone alimentată nesimetric [3] depind de alunecare. Cînd rotorul este imobil admitanța directă

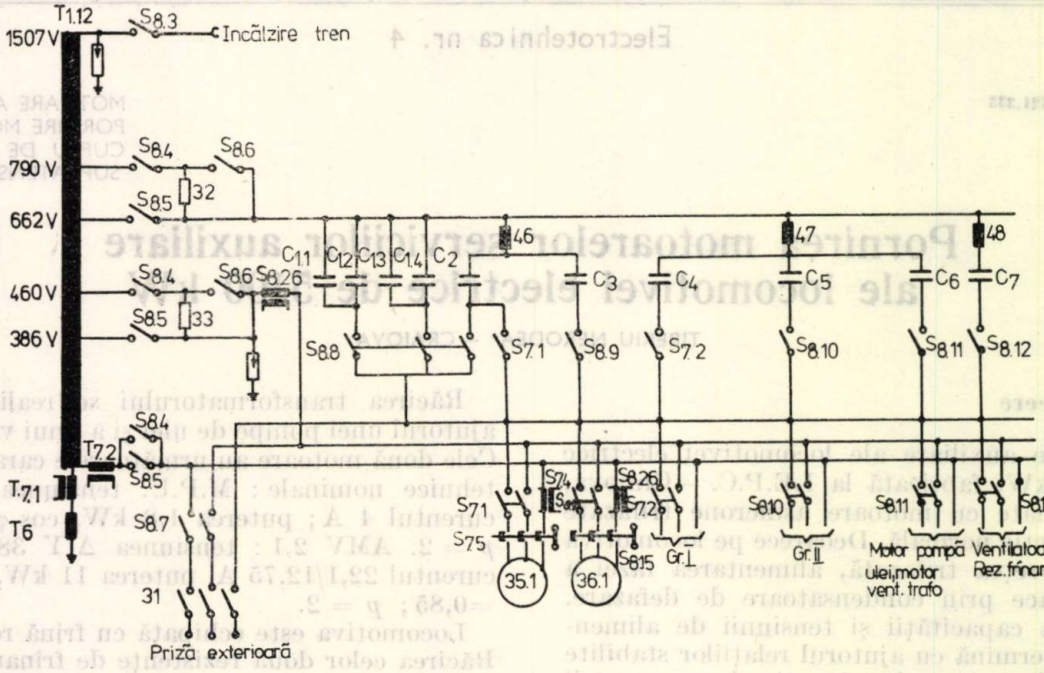


Fig. 1. Schema serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5 100 kW.

2. Analiza pornirii cu condensatoare de defazare conform schemei din figura 1

Sistemul de tensiuni la bornele motoarelor este trifazat nesimetric descompunîndu-se în două sisteme de componente simetrice, de succesiune directă și inversă. Relațiile [1] cu ajutorul cărora se calculează componentele de succesiune directă și inversă sînt :

$$\underline{U}_{dL} = \frac{2{,}59e^{-j54°30'}\,\underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\,\underline{U}_L, \qquad (1)$$

$$\underline{U}_{iL} = \frac{2{,}59e^{j54°30'}\,\underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\,\underline{U}_L, \qquad (2)$$

unde :

$\underline{Y}_s$ este admitanța de defazare ;

$\underline{Y}_d$ — admitanța directă a grupului de motoare conectate ;

$\underline{Y}_i$ — admitanța indirectă a grupului de motoare conectate.

Indicele L arată că este vorba de mărimi de linie.

Modelul matematic al motorului asincron, prin care acesta se înlocuiește cu o admitanță directă și o admitanță inversă, este des utilizat

este egală cu cea inversă și egală cu admitanța de pornire. Pe măsura accelerării admitanța directă se micșorează. Admitanța inversă se poate presupune constantă în timpul pornirii.

Cunoscînd modul de variație a admitanței directe, de la conectare și pînă la atingerea turației nominale, se pot calcula valorile componentelor simetrice date de relațiile (1) și (2).

În figura 2 se prezintă curbele de variație a componentelor simetrice de tensiune, trasate cu ajutorul unei metode grafice, în care se pornește de la cunoașterea graficului de variație a admitanței directe în timpul pornirii primei grupe de motoventilatoare. Calculul admitanței directe la diferite alunecări s-a făcut pe baza datelor prezentate în buletinele de omologare a mașinii cu alimentarea în regim simetric [4]. Rezultatele pentru simplificarea prezentării, sînt redate în figura 2.

Pentru trasarea graficelor tensiunii directe se utilizează relația (1), iar pentru trasarea graficului tensiunii inverse relația (2) se aduce la forma :

$$\underline{U}_{iL} = \left(1 + \frac{2{,}59e^{j125°30'}\,\underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\right)\underline{U}_L. \qquad (3)$$

Graficului de variație a lui $\underline{Y}_d$ i se aplică o translație cu fazorul $3\underline{Y}_s + \underline{Y}_i$ după care i

se aplică transformările : simetrie în raport cu axa reală, inversiunea de pol zero și puterea 1. Inversul unei drepte este un cerc, așa că

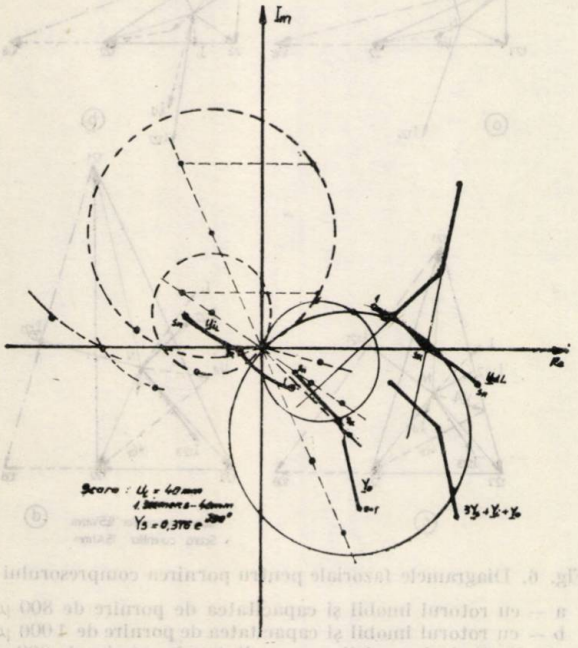


Fig. 2. Diagrama variației tensiunii de succesiune directă și inversă în timpul pornirii primei grupe de motoare.

inversul celor două segmente de dreaptă sînt două arce de cerc. Acestor arce li se aplică o rotație egală cu argumentul fazorului $2{,}59e^{-j54°30'}\underline{Y}_s + \underline{Y}_i$, iar apoi o omotetie de centru zero și raport egal cu modulul aceluiași fazor. După amplificarea mărimii citite cu $\underline{U}_L$ se obține tensiunea directă $\underline{U}_{dL}$.

Pentru trasarea graficului de variație a tensiunii inverse se pleacă de la funcția : $1/3(\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i)$, căreia i se aplică o rotație cu unghiul egal cu argumentul fazorului $2{,}59e^{j125°30'}\underline{Y}_s + \underline{Y}_d$, iar apoi o omotetie de centru zero și raport egal cu modulul aceluiași fazor. După translația cu 1 și amplificarea cu $\underline{U}_L$ se obține $\underline{U}_{iL}$. Din diagrama prezentată în figura 2 s-au extras valorile corespunzătoare momentului conectării grupei I și s-a construit diagrama fazorială prezentată în figura 3 a. Se constată că triunghiul tensiunilor, care la simetrie trebuie să fie echilateral, în cazul acesta este puternic deformat. Din diagrama de variație a tensiunii directe și inverse (fig. 2) se constată că pînă la alunecarea critică nu survin modificări importante în valorile acestora, deci și configurația triunghiurilor nu se va modifica mult.

Relația de calcul pentru cuplul de pornire se deduce din formula de calcul a cuplului în cazul existenței componentei de succesiune inversă [3] :

$$M = M_d - M_i = \frac{3}{\Omega_1}\frac{R_p}{Z_p^2}(U_d^2 - U_i^2), \quad (4)$$

unde :

$$R_p = \frac{R_2' X^2}{R_2'^2 + (X'_{\sigma 21} + X_\mu)^2}, \quad (5)$$

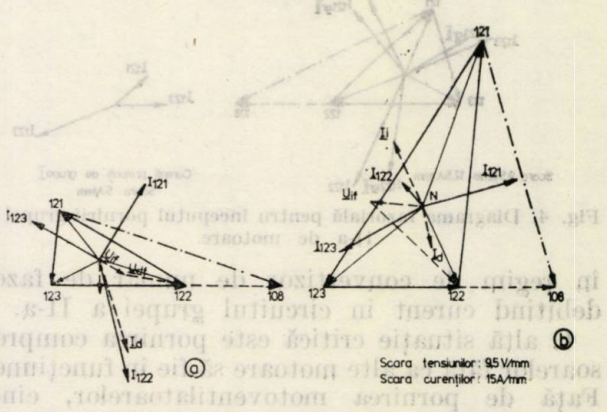


Fig. 3. Diagramele fazoriale pentru prima grupă : a — începutul pornirii ; b — sfîrșitul pornirii.

$$\underline{Z}_p = \underline{Z}_1 + R_p + jX_p, \quad (6)$$

$$X_p = X_\mu \frac{R_2'^2 + X'_{\sigma 21}(X'_{\sigma 21} + X_\mu)}{R_2'^2 + (X'_{\sigma 21} + X_\mu)^2}. \quad (7)$$

Notațiile din expresiile (5) — (7) sînt general acceptate, ne mai necesitînd explicații. În unități relative, dacă mărimea de bază se alege, cuplul dezvoltat de mașină la alimentarea simetrică cu tensiunea $3 \times U_L$ va fi :

$$m = \frac{M}{M_s} = \left(\frac{U_d}{U_L}\right)^2 - \left(\frac{U_i}{U_L}\right)^2. \quad (8)$$

În momentul pornirii, valorile relative ale tensiunii directe și inverse, măsurate în figura 2, sînt :

$$\frac{U_d}{U_L} = 0{,}875\,; \quad \frac{U_i}{U_L} = 0{,}35.$$

Față de cuplul pe care l-ar dezvolta motorul la alimentarea simetrică, cuplul din cazul nostru va fi :

$$m = 0{,}765 - 0{,}123 = 0{,}642.$$

Cu valorile tensiunii directe și inverse, valabile pentru sfîrșitul pornirii, s-a construit diagrama fazorială din figura 3b. Se constată că tensiunile care se aplică motorului sînt foarte mari, mai mari decît dublul tensiunii pentru cazul alimentării simetrice.

După același mod, după care a fost construită diagrama variației tensiunii de succesiune directă și inversă pentru pornirea primei grupe de motoare, se construiește diagrama pentru pornirea grupei a II-a. Pentru momentul conectării grupei a II-a s-a construit diagrama fazorială prezentată în figura 4.

Se constată că triunghiul tensiunilor este mai apropiat de cel echilateral, aceasta datorită faptului că grupa I, deja pornită, funcţionează

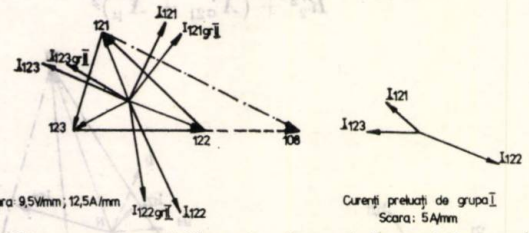


Fig. 4. Diagrama fazorială pentru începutul pornirii grupei a II-a de motoare.

în regim de convertizor de număr de faze, debitînd curent în circuitul grupei a II-a.

O altă situaţie critică este pornirea compresoarelor fără ca alte motoare să fie în funcţiune. Faţă de pornirea motoventilatoarelor, cînd capacitatea de pornire este de 1 000 μF, la pornirea primului compresor capacitatea de pornire este de 800 μF. Aceasta poate fi crescută simplu la 1 000 μF dacă al treilea contact a lui *S*8.8. se conectează la C_3, în loc de C_2.

În figura 5 se prezintă diagramele variaţiei tensiunilor de succesiune directă şi inversă la pornirea primului compresor, cu capacitatea de pornire de 800 μF şi 1 000 μF. Pentru momentul conectării compresorului I s-au construit diagramele fazoriale din figura 6 a şi 6 b.

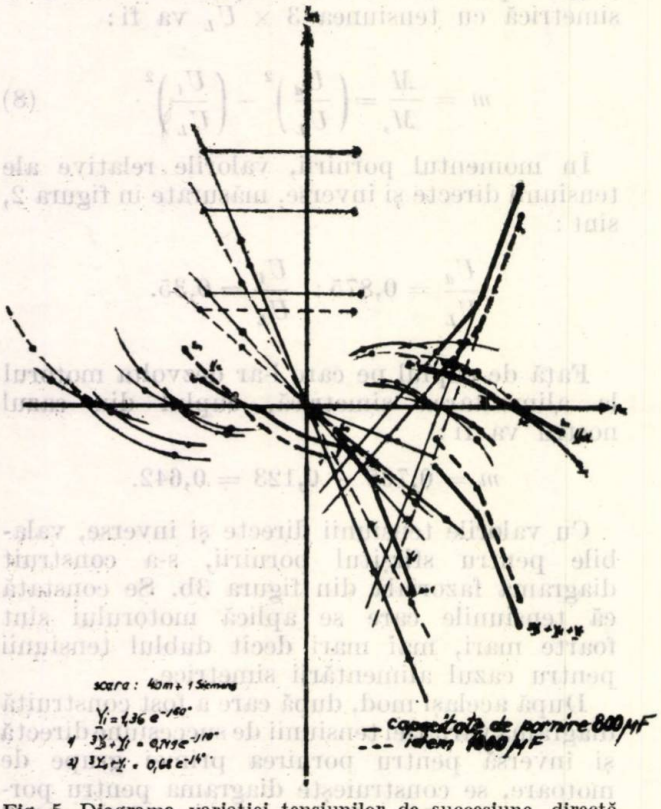


Fig. 5. Diagrama variaţiei tensiunilor de succesiune directă U_{dL} şi inversă U_{iL} la pornirea compresorului I cu capacitatea de pornire de $y_s = 0{,}2512e^{j90°}$, 800 μF şi 1 000 μF, $y_s = 0{,}314e^{j90°}$

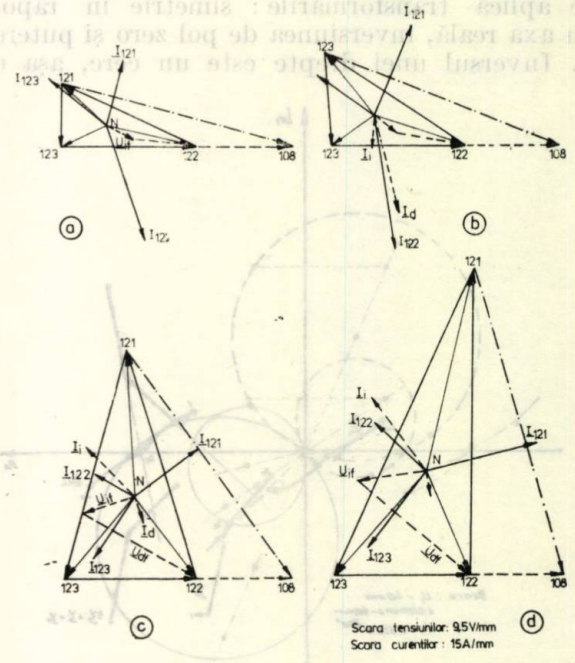


Fig. 6. Diagramele fazoriale pentru pornirea compresorului I:

a — cu rotorul imobil şi capacitatea de pornire de 800 μF;
b — cu rotorul imobil şi capacitatea de pornire de 1 000 μF;
c — la sfîrşitul pornirii cu capacitatea de pornire de 800 μF;
d — la sfîrşitul pornirii cu capacitatea de pornire de 1 000 μF.

Se constată o puternică abatere a triunghiurilor de la forma echilaterală. Din figura 5, pentru pornirea cu capacitatea de pornire de 800 μF, prin măsurare se obţine:

$$\frac{U_{dL}}{U_L} = 0{,}825 \qquad \frac{U_{iL}}{U_L} = 0{,}338,$$

iar pentru pornirea cu capacitatea de pornire de 1 000 μF se măsoară:

$$\frac{U_{dL}}{U_L} = 0{,}95 \qquad \frac{U_{iL}}{U_L} = 0{,}35,$$

cuplurile de pornire raportate au valorile:

$$m_a = 0{,}566\,; \quad m_b = 0{,}75.$$

Diagramele fazoriale pentru sfîrşitul pornirii, construite cu valorile tensiunilor directe şi inverse, luate din figura 5, se reprezintă în figura 6 c şi 6 d. Se constată că la sfîrşitul pornirii apar pe motorul compresorului tensiuni foarte mari şi că, în cazul b, sînt mai mari decît în cazul a. Explicaţia apariţiei tensiunilor mai mari la pornirea compresoarelor cu capacitatea de 1 000 μF, decît la ventilatoare, este aceea că după pornire compresoarele rămîn un timp în gol.

În cazul pornirii compresoarelor după celelalte motoare triunghiul tensiunilor este mai

simetric, datorită contribuţiei pe care o au motoarele deja pornite. Asupra motoarelor deja pornite, la pornirea compresoarelor, se exercită o serie de solicitări electrice şi mecanice deosebit de dăunătoare, datorită frecvenţei mari de pornire a compresoarelor.

3. Pornirea cu capacitate de pornire şi schimbarea configuraţiei schemei

Pentru înlăturarea fenomenelor negative care apar la pornirea motoarelor serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5 100 kW, prezentată pe larg în paragraful 3, ca micşorarea cuplului de pornire şi apariţia tensiunilor mari la sfîrşitul pornirii, s-au analizat mai multe posibilităţii. Una din încercări se bazează pe modificarea configuraţiei schemei, determinată de observaţia că la pornire curentul este defazat în urma tensiunii, cu aproximativ 60° el. Capacitatea de pornire ar trebui legată conform figurii 7.

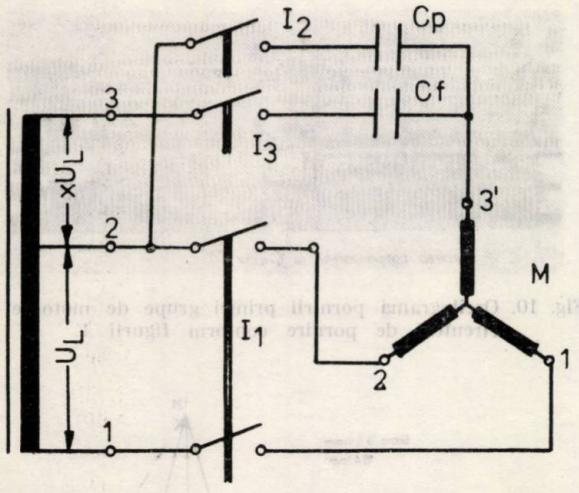


Fig. 7. Schemă pentru pornirea motoarelor asincrone avînd simetria în momentul conectării.

În acest caz tensiunile de succesiune directă şi inversă se obţin prin particularizarea relaţiilor generale [1]:

$$\underline{U}_{dL} = \frac{\sqrt{3}(e^{-j30°} - jx)\underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\underline{U}_L, \qquad (9)$$

$$\underline{U}_{iL} = \frac{\sqrt{3}(e^{j39°} + jx)\underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\underline{U}_L. \qquad (10)$$

În cazul pornirii prin închiderea întrerupătorului I_2 $x = 0$:

$$\underline{U}_{dL} = \frac{\sqrt{3}e^{-j30°}\underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\underline{U}_L, \qquad (11)$$

$$\underline{U}_{iL} = \frac{\sqrt{3}e^{j30°}\underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\underline{U}_L. \qquad (12)$$

Capacitatea necesară pentru ca în timpul pornirii să existe simetrie se calculează cu relaţia [1]:

$$\frac{1}{\omega C_p} = 1{,}5\,\frac{R_M^2 + X_M^2}{X_M} = 1{,}5\,\frac{0{,}386^2 + 0{,}62^2}{0{,}62} =$$

$$= 1{,}29\ \Omega,$$

$$C_p = 2{,}467 \cdot 10^{-3}\text{F}.$$

În acest caz se observă că pentru a avea o situaţie apropiată de simetrie, adică un cuplu relativ egal cu unitatea, este necesară o capacitate de pornire egală cu de două ori şi jumătate capacitatea existentă pe locomotivă pentru pornire.

Variaţia tensiunilor în timpul pornirii este prezentată în diagramele figurii 8a. Cu valorile pentru tensiunea directă şi inversă valabile pentru sfîrşitul pornirii s-a construit diagrama fazorială din figura 8b. Se observă o puternică deformare a triunghiului tensiunilor şi apariţia unor tensiuni mari pe motor.

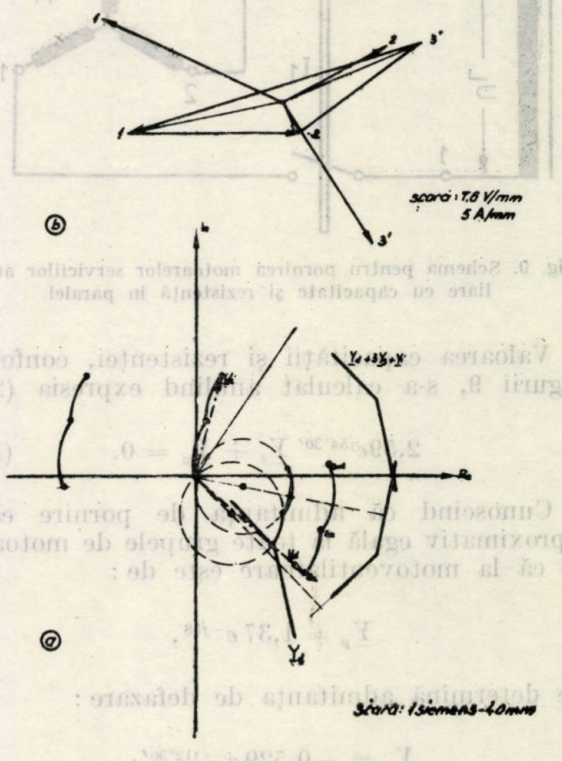


Fig. 8. a — Diagrama variaţiei tensiunii de succesiune directă U_{dL} şi inversă U_{iL} în timpul pornirii primei grupe, cu capacitatea conectată, conform figurii 7, de 2 467 μF ($\underline{y}_s = 1{,}29e^{j90°}$; b — diagrama fazorială pentru sfîrşitul pornirii.

Această metodă de pornire rezolvă cazul cuplului de pornire, însă nu îmbunătăţeşte situaţia tensiunilor de la sfîrşitul pornirii. În mod practic, această metodă nu poate fi aplicată

din cauza lipsei de spaţiu pentru instalarea capacităţii de pornire suplimentară şi a complicaţiilor provocate de schimbarea configuraţiei schemei.

4. Pornirea cu capacitate şi rezistenţă de pornire [5]

Cerinţa de a asigura, în perioada pornirii, un curent defazat cu aproximativ 60° el la faza alimentată prin circuit de defazare, se poate rezolva cu ajutorul unei rezistenţe legată în paralel cu capacitatea de pornire, conform figurii 9.

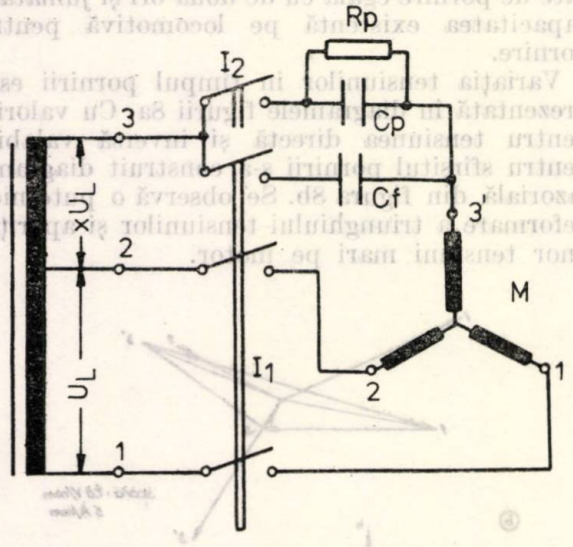


Fig. 9. Schema pentru pornirea motoarelor serviciilor auxiliare cu capacitate şi rezistenţă în paralel.

Valoarea capacităţii şi rezistenţei, conform figurii 9, s-a calculat anulînd expresia (2):

$$2{,}59e^{j54°30'}\,\underline{Y}_s + \underline{Y}_d = 0. \qquad (13)$$

Cunoscînd că admitanţa de pornire este aproximativ egală la toate grupele de motoare şi că la motoventilatoare este de:

$$\underline{Y}_p = 1{,}37\,e^{-j58},$$

se determină admitanţa de defazare:

$$\underline{Y}_s = -0{,}529\,e^{-j\,112°30'},$$

formată prin legarea în paralel a rezistenţei de 4,94 Ω şi a capacităţii de 1 556 μF. Din cele prezentate rezultă că, printr-o mică majorare a capacităţii de pornire şi prin adăugarea unei rezistenţe de 5 Ω se poate realiza un regim simetric la pornire. Rezistorul de 5 Ω este de putere mică deoarece stă conectat numai 3—4 s.

La pornire, conform figurii 1, se utilizează o capacitate de 1 200 μF, destul de apropiată de cea determinată conform relaţiei (13). Deoarece spaţiul pe locomotivă constituie o problemă, s-a renunţat la majorarea capacităţii, acceptîndu-se o mică abatere de la regimul simetric.

Circuitul de pornire s-a verificat teoretic şi experimental pentru pornirea tuturor motoarelor serviciilor auxiliare. În cele ce urmează, pentru a restrînge volumul lucrării, se vor prezenta numai unele rezultate experimentale.

5. Prezentarea rezultatelor experimentale

În figura 10 se prezintă oscilograma pornirii primei grupe de motoventilatoare, cu circuitul de pornire conform figurii 1, din care s-au luat valorile pentru începutul şi sfîrşitul pornirii, necesare construirii diagramelor fazoriale din figura 11 a şi 11 b.

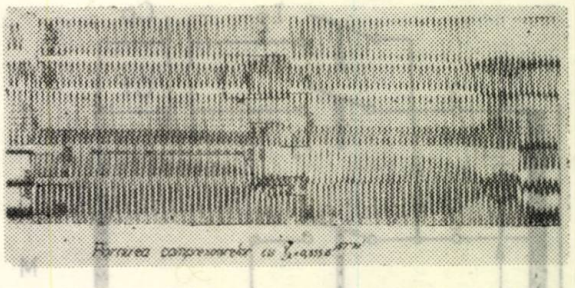


Fig. 10. Oscilograma pornirii primei grupe de motoare cu circuitul de pornire conform figurii 1.

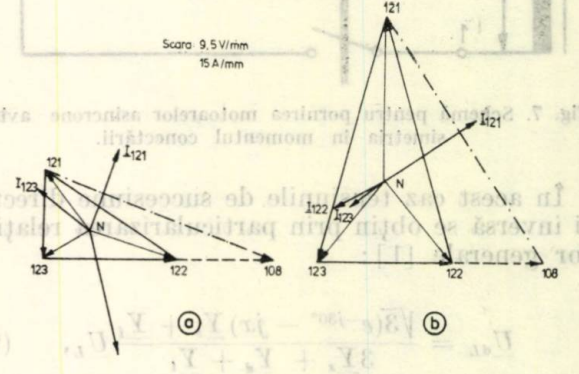


Fig. 11. Diagramele fazoriale construite cu valorile tensiunilor şi curenţilor citite din figura 10: a — conectarea primei grupe; b — sfîrşitul pornirii.

Se constată o foarte bună concordanţă cu valorile calculate prezentate în figura 3 a şi 3 b.

În figura 12 se prezintă oscilograma pornirii primei grupe de motoventilatoare, cu ajutorul circuitului de pornire, compus din capacitate şi rezistenţă în paralel, cînd admitanţa de pornire este:

$$\underline{Y}_s = 0{,}426\,e^{j62°},$$

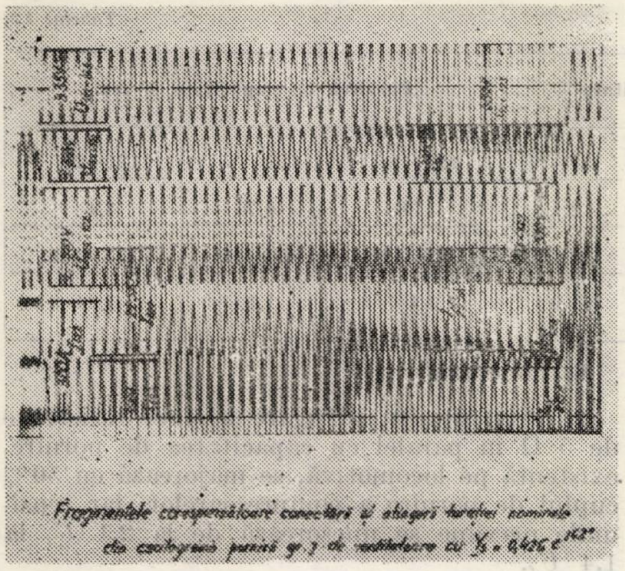


Fig. 12. Oscilograma pornirii primei grupe de motoare cu circuitul de defazare compus dintr-o capacitate de 1 200 μF și rezistență de 5 Ω în paralel.

Din această oscilogramă s-au luat valorile tensiunilor și curenților pentru începutul și sfîrșitul pornirii, cu ajutorul cărora s-au construit diagramele fazoriale prezentate în figura 13 a și 13 b.

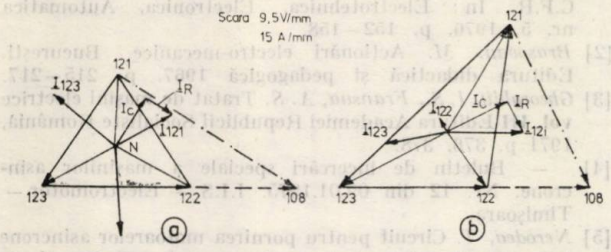


Fig. 13. Diagramele fazoriale pentru: a — începutul pornirii; b — sfîrșitul pornirii, rezultate din oscilograma figurii 12.

Diagrama fazorială din figura 13 a, valabilă pentru momentul conectării motoventilatoarelor, este foarte apropiată de simetrie. În figură este arătat curentul care trece prin rezistență și modul de compunere a curentului preluat de motor.

La sfîrșitul pornirii, așa cum arată figura 13 b, tensiunile aplicate motoarelor sînt mult mai mici decît în cazul pornirii numai cu capacitatea prezentată în figura 3 b.

După cum s-a mai amintit și la pornirea compresoarelor, este necesară mărirea cuplului. În soluția de pornire numai cu condensator, cuplul de pornire este atît de mic încît compresoarele nu pot porni iarna, datorită majorării cuplului rezistent, provocată de creșterea viscozității uleiului.

În figura 14 se prezintă oscilograma pornirii compresoarelor cu ajutorul circuitului de pornire format dintr-o capacitate de 1 000 μF și o rezistență în paralel de 5 Ω, ceea ce reprezintă o admitanță de defazare de $Y_s = 0{,}373e^{j57°30'}$.

Cu valorile tensiunilor și curenților valabile pentru începutul și sfîrșitul pornirii s-au construit diagramele fazoriale din figura 15 a și 15 b.

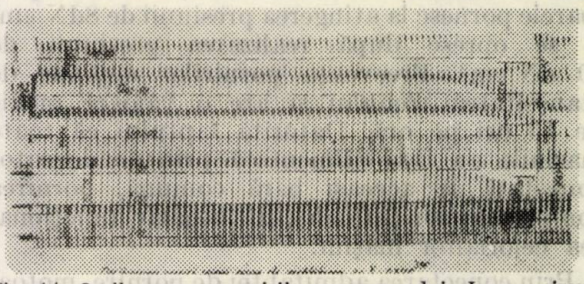


Fig. 14. Oscilograma pornirii compresorului I cu circuit de defazare compus dintr-o capacitate de 1 000 μF și o rezistență de 5 Ω în paralel.

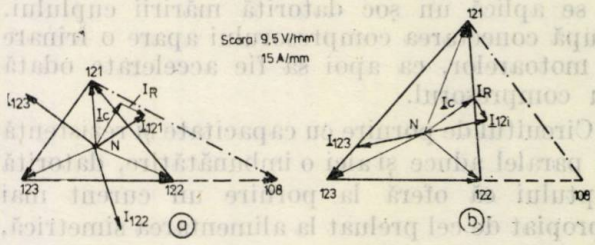


Fig. 15. Diagramele fazoriale rezultate din oscilograma figurii 14: a — începutul pornirii; b — sfîrșitul pornirii.

Alura triunghiului pentru începutul pornirii arată o foarte bună apropiere de simetrie. Tensiunile care se repartizează pe motor la sfîrșitul pornirii, așa cum arată triunghiul din figura 15 b sînt mult mai mici decît în cazul pornirii cu condensator (fig. 6c și fig. 6 d).

În tabelul 1 se prezintă centralizat îmbunătățirile pe care le aduce circuitul de pornire realizat, prin adăugarea la capacitatea de pornire existentă a unei rezistențe de 5 Ω în paralel.

Tabelul 1 a

		Pornirea cu capacitate		Pornirea cu capacitate și rez. paralel	
		calculat	măsurat	calculat	măsurat
Tensiunea directă la pornire	Ventilatoare	0,875	0,9	0,875	0,935
	Compresoare	0,8	0,79	0,833	0,865
Tensiunea inversă la pornire	Ventilatoare	0,34	0,295	0,1	0,07
	Compresoare	0,35	0,38	0,16	0,12
Cuplul de pornire	Ventilatoare	0,65	0,7	0,75	0,87
	Compresoare	0,52	0,48	0,67	0,74

Tabelul 1 b.

		Pornirea cu capacitate			Pornirea cu capacitate şi rez.		
Tensiunea pe înfăşurări, raportată la U_L.	Ventilatoare	123—N	122—N	121—N	123—N	122—N	121—N
		1,4	1,3	2,1	1,38	0,76	1,4
	Compresoare	123—122	122—121	121—123	123—122	122—121	121—123
		1	1,9	1,9	1,1	1,1	1,44

În timpul mersului locomotivei, ventilatoarele pentru motoarele de tracţiune şi cel al transformatorului sînt în funcţiune. Compresoarele pornesc la atingerea presiunii de 8dN/cm² şi se opresc după realizarea presiunii de 10 dN/cm². Frecvenţa pornirilor depinde de etanşeitatea trenului şi are o valoare medie de 15 ori pe oră. Datorită faptului că toate maşinile au faza alimentată prin condensator conectată la aceeaşi bară comună, pornirea compresoarelor influenţează negativ funcţionarea celorlaltor maşini.

Prin conectarea admitanţei de pornire, motoarele în funcţiune sînt supuse unor tensiuni mai mari, iar din punct de vedere mecanic li se aplică un şoc datorită măririi cuplului. După conectarea compresorului apare o frînare a motoarelor, ca apoi să fie accelerate odată cu compresorul.

Circuitul de pornire cu capacitate şi rezistenţă în paralel aduce şi aici o îmbunătăţire, datorită faptului că oferă la pornire un curent mai apropiat de cel preluat la alimentarea simetrică, nemaifiind necesară contribuţia motoarelor în funcţiune, care să treacă în regim de convertizor de număr de faze.

6. Concluzii

1. Prin simpla adăugare a unei rezistenţe de 5 Ω în paralel cu capacitatea de pornire, existentă pe locomotivă, se majorează cu 50% cuplul de pornire a compresoarelor, iar tensiunile maxime se micşorează de la 2,1 U_f la 1,4 U_f.

2. Rezistorul de 5 Ω care se adaugă este de putere mică datorită faptului că stă conectat numai 3—4 s, Modificarea la locomotivele din exploatare este uşor de realizat.

Bibliografie

[1] *Nerodea, T.* Alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5 100 kW, seria 060—EA din parcul C.F.R. In: Electrotehnica, Electronica, Automatica nr. 5, 1976, p. 152—158.

[2] *Braşovan, M.* Acţionări electro-mecanice. Bucureşti. Editura didactică şi pedagogică 1967. p. 215—217.

[3] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A. S.* Tratat de maşini electrice **vol. III** Editura Academiei Republicii Socialiste România, 1971 p. 376, 378.

[4] — Buletin de încercări speciale a maşinilor asincrone. Nr. 12 din 09.01.1975. I.I.S. — Electromotor — Timişoara.

[5] *Nerodea, T.* Circuit pentru pornirea motoarelor asincrone trifazate alimentate de la o reţea monofazată. Descrierea invenţiei nr. 66 117. Oficiul de stat pentru invenţii şi mărci.

CZ 681.391

PRELUCRAREA IMAGINILOR
EXTRAGEREA TRĂSĂTURILOR
RECUNOAŞTEREA FORMELOR

Extragerea conturului obiectelor din imagini numerice folosind tehnici contextuale

MIHAIL VÂRTOSU* — BUCUREŞTI

Introducere

Pentru extragerea şi prelucrarea informaţiei din imagini numerice cu perturbaţii, extragerea conturului obiectelor conţinute de acestea prezintă o deosebită importanţă. În general, analiza şi interpretarea conţinutului informaţional al imaginilor porneşte de la cea mai evidentă caracteristică intrinsecă de formă a obiectelor — *conturul* —, în care se regăseşte, sintetic, cea mai mare parte a informaţiei privind forma obiectelor. Măsurînd *trăsăturile conturului obiectelor* se obţine o caracterizare corespunzătoare a formei acestora, care se pretează la clasificare şi recunoaştere automată.

Generalităţi

Se va presupune că imaginile de prelucrat au fost înregistrate, realizîndu-se codarea lor

* Ing. *Vârtosu, M.* este cadru didactic la Institutul politehnic — Bucureşti.

cu una din tehnicile cunoscute. De aceea, se va studia *imaginea* ca o matrice m n, avînd ca elemente i_{jk} numere întregi și pozitive, care reprezintă mărimea nivelului de gri în porțiunea respectivă a imaginii (fig. 1). În acest context, cea mai adecvată definire a *imaginilor obiectelor*

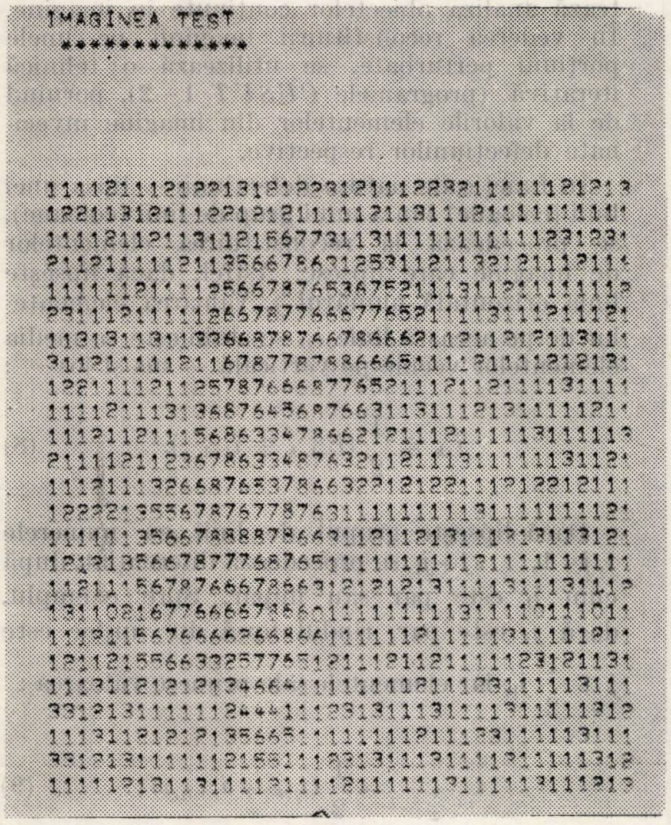


Fig. 1

le consideră drept mulțimi vagi determinate de o funcție de apartenență, definită pe mulțimea elementelor matricei — imagine. Practic, obiectele sînt constituite din grupuri de nivele de gri din imagine, unite prin relații de vecinătate și valoare care permit discriminarea lor ca entități distincte în raport cu celelalte nivele din imagine.

Sistemele de recunoaștere a formelor sînt compuse, de regulă, din trei blocuri (fig. 2): anteprelucrare, extragere, clasificare [1], [2]. *Anteprelucrarea* include toate operațiile necesare aducerii imaginii numerice în forma cea

Fig. 2

mai adecvată pentru prelucrare. Acestea diferă mult de la caz la caz, putînd consta în: decodificarea funcției — imagine, înlăturarea efectelor perturbațiilor care au afectat imaginea în procesul de transmitere, eșantionarea, cuantificarea modificarea scării nivelelor de gri, standardizarea unor caracteristici globale ale imaginii sau ale obiectelor conținute în acestea (orientare, poziție, mărime). *Extragerea trăsăturilor* vizează obținerea caracteristicilor pe baza cărora se va realiza discriminarea între diversele obiecte din imagine. Se presupune că în imaginile de prelucrat se pot afla obiecte aparținînd a C clase. Pentru a identifica un obiect, acesta este supus unui ansamblu de teste, care furnizează o mulțime de numere: p_1, $p_2 \ldots, p_p$) constituiente ale proprietăților sale. Din aceste elemente se extrag trăsăturile definitorii ale obiectului: t_1, $t_2, \ldots t_T$. În literatură se mai întîlnesc drept termeni echivalenți pentru trăsătură: descriptor, caracteristică, atribut, observabilă, parametru, măsură, primitivă. Prin trăsăturile definitorii ale unui obiect dintr-o imagine numerică se înțelege mulțimea valorilor exprimînd proprietățile intrinseci ale obiectelor, care permit discriminarea optimă a fiecărui obiect din C clase, pentru T minim. Se urmărește optimizarea din punctul de vedere al preciziei discriminării, al timpului și capacității de calcul necesare, corelate cu complexitatea obiectelor și a imaginilor în ansamblu. *Procesul de discriminare* este determinant în definirea și implementarea strategiei de extragere a trăsăturilor obiectelor. Se disting două direcții fundamentale: discriminarea pe criterii statistice, respectiv pe criterii sintactice [3]. În discriminarea pe criterii statistice trăsăturile sînt luate în considerație, în vederea recunoașterii obiectului căruia îi aparțin, printr-o funcție statistică, iar recunoașterea are loc, de regulă, prin îndeplinirea unei relații cantitative între funcția de decizie și un prag de test. Discriminarea sintactică (structurală) [4] presupune identificarea, într-o primă fază, la obiectele aflate în imagini, a unor trăsături de formă, ușor de identificat și aparținînd unei mulțimi de trăsături prestabilite. Acestea se asamblează apoi, într-o funcție logică, definită cu respectarea limbajului de descriere, asociat problemelor respective. Atribuirea obiectului la una sau alta din cele C clase se face cînd se realizează funcția logică corespunzătoare.

Extragerea conturului obiectelor constituie, în multe cazuri, etapa determinantă în extragerea trăsăturilor. Într-adevăr, din mulțimea elementelor imaginii se separă o submulțime conținînd un număr mult redus de elemente, care reține informația *necesară și suficientă* pentru recunoașterea obiectelor din imagine. Apoi, pornind de la această *trăsătură globală* a obiectelor se extrag, după caz, valorile trăsăturilor sintactice sau statistice.

Unele rezultate de anteprelucrare

Se vor prezenta, rod al preocupărilor autorului, rezultatele aplicării pe imagini numerice, a unor operații de anteprelucrare, menite să

asigure înlăturarea efectelor perturbațiilor care au afectat imaginea în procesul de transmitere, modificarea scării nivelelor de gri în imaginile obiectelor conținute.

Valorile elementelor matricei-imagine *rezultante* sînt determinate prin relații de forma:

$$r_{jk} = \sum_{u=-m_1}^{m_1} \sum_{v=-n_1}^{n_1} p_{uv}\, i_{j+u,\, k+v}, \qquad (1)$$

unde:

$$m_1 \leqslant j \leqslant m - m_1,\ n_1 \leqslant k \leqslant n - n_1.$$

Este evident că, în acest mod, se transformă prin convoluție imaginea inițială într-o imagine ale cărei elemente depind de vecinătatea de dimensiuni $(2m_1 + 1)\cdot(2n_1 + 1)$, pe care au avut-o în prima imagine. Uneori, transformarea mai include, alături de convoluție, și o operație de *prag*.

Netezirea regiunilor urmărește eliminarea variațiilor accidentale ale nivelului de gri în imaginea numerică și accentuarea zonelor, caracteristici esențiale ale oricărei imagini. Programele *NIVEL* 1—8 modifică valorile tuturor elementelor matricei-imagine, care diferă, într-un sens sau altul, într-o anumită măsură, de media ponderată a elementelor dintr-o vecinătate dată. Se testează vecinătăți de 8, respectiv 24 elemente (pentru $m_1 = n_1 = 1$, respectiv $m_1 = n_1 = 2$), pe care se calculează mediile aritmetice ale nivelelor de gri M_8, respectiv M_{24} Apoi, se compară $|i_{jk} - M_8|$, respectiv $|i_{jk} - M_{24}|$ cu pragul de decizie p; dacă acesta este depășit:

$$r_{jk} = M_8 \qquad (2)$$

sau, după caz:

$$r_{jk} = M_{24}. \qquad (3)$$

S-au testat consecințele utilizării a diverse praguri:

$$p_1 = \frac{1}{\alpha} \max \{i_{jk}\}; \qquad (4)$$

$$p_2 = \frac{1}{\alpha} \max \{M\}; \qquad (5)$$

$$p_3 = \frac{1}{\alpha} M; \qquad (6)$$

$$p_4 = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{1}{m \times n} \sum_j \sum_k i_{jk}. \qquad (7)$$

pentru $\alpha = 6, 5, 4, 3, 2$. Se constată că a patra variantă realizează cea mai rapidă nivelare pentru orice α.

Prezența unor *defecte deterministe* în imagini numerice, cum ar fi cele cauzate de zgîrieturi ale filmului, pete sau zgîrieturi ale componentelor căii optice de înregistrare a imaginii, afectează analiza obiectelor conținute în imagine. În vederea reconstituirii imaginii pe unele porțiuni perturbate, se utilizează o tehnică iterativă (programele *CUSUT* 1—2), pornind de la valorile elementelor din imagine învecinate defecțiunilor respective.

În funcție de natura defecțiunii — lipsa unei linii (coloane) sau a unui grup de linii (coloane), se procedează la reconstituirea elementelor de imagine care lipsesc. Astfel, dacă lipsește linia orizontală numărul j, valoarea elementelor de pe această linie i_{jk} se stabilește ca media elementelor vecine pe verticală — sus și jos —:

$$i_{jk} = \frac{1}{2}(i_{j-1,\,k} + i_{j+1,\,k}). \qquad (8)$$

Dacă lipsește grupul de linii cu numerele $j, j+1, \ldots, j+j_1$, se procedează diferențiat, după cum j_1 este par sau impar. Spre exemplu, dacă j_1 este par, rîndul lipsă din mijloc este $j + \frac{1}{2} j_1$, iar elementele sale primesc valoarea:

$$i_{j+\frac{1}{2}j_1,\,k} = \frac{1}{2}(i_{j,k} + i_{j+j_1,k}); \qquad (9)$$

dacă j_1 este impar, rîndurile lipsă din mijloc sînt: $j + \frac{1}{2}(j_1 - 1)$ și $j + \frac{1}{2}(j_1 + 1)$; elementele de pe aceste rînduri primesc valorile:

$$i_{j+\frac{1}{2}(j_1-1),\,k} = i_{j+\frac{1}{2}(j_1+1),\,k} = \frac{1}{2}(i_{j,k} + i_{j+j_1,\,k}). \qquad (10)$$

Procedeul se reia pentru cele două grupuri de linii lipsă, separate de linia (liniile) astfel interpolată.

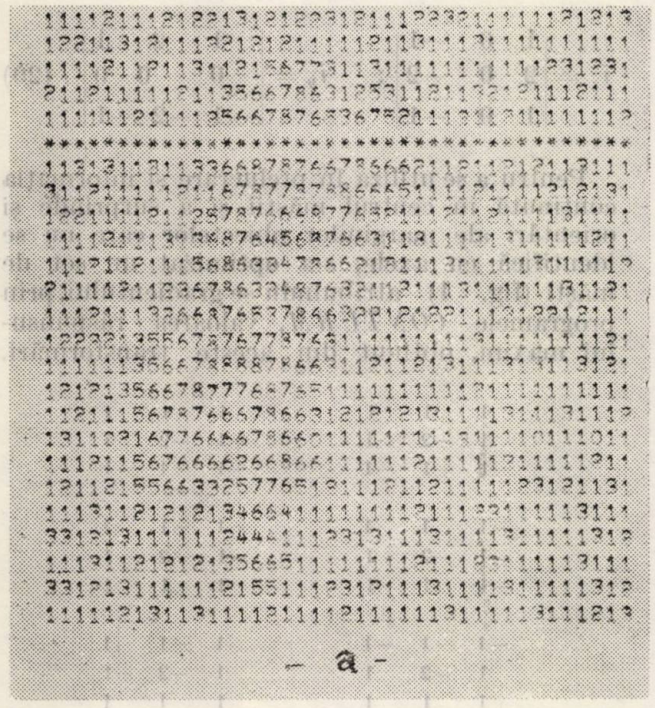
Analog, se refac coloanele lipsă.

Se constată (fig. 3) că implementarea acestei tehnici păstrează caracteristicile generale de formă ale obiectelor conținute în imagini. De notat că transformarea (1) se aplică, în acest caz, în mod selectiv, doar acelor porțiuni din imagine afectate de perturbații.

Programele UMPL refac, printr-o tehnică similară, zonele lipsă delimitate de curbe închise. În acest scop, se definește *planul de defecte*, care este o matrice binară de aceleași dimensiuni cu imaginea $(m \times n)$; elementele

acesteia iau valoarea „1" în punctele aparținînd defectului imaginii și, respectiv, valoarea „0" în punctele neafectate de aceste defecte.

IMAGINEA DEFECTĂ



a. *Prin întărirea imaginilor* se înțelege, uzual, operația definită printr-o transformare de tipul (1), prin care se realizează întărirea

IMAGINEA REZULTĂ

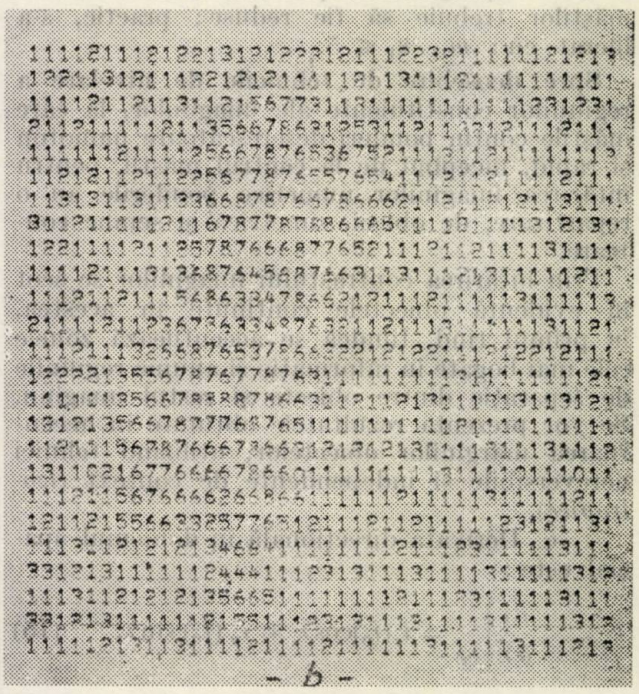


Fig. 3

Notînd : $i_{jk}^{(0)}$ elementele imaginii inițiale ;
$d_{jk}^{(0)}$ elementele planului de defecte,
se definesc relațiile de recurență pentru elementele planului de defecte :

$$d_{jk}^{(l+1)} = \min_{\delta,\,\varepsilon=0,\,\pm1} d_{j+\delta,\,k+\varepsilon}^{(l)} ; \qquad (11)$$

respectiv pentru elementele matricei-imagine :

$$i_{jk}^{(l+1)} = \frac{\sum_{\delta,\varepsilon} w_{\delta\varepsilon} \cdot (1 - d_{j+\delta,\,k+\varepsilon}^{(l)}) \cdot i_{j+\delta,\,k+\varepsilon}^{(l)}}{\sum_{\delta,\,\varepsilon} w_{\delta\varepsilon} \cdot (1 - d_{j+\delta,\,k+\varepsilon}^{(l)})}, \qquad (12)$$

dacă :

$$d_{jk}^{(l)} = 1 \quad \text{și} \quad \sum_{\delta,\varepsilon} d_{j+\delta,\,k+\varepsilon}^{(l)} \neq 9. \qquad (13)$$

Însumările se efectuează pentru δ și ε luînd valorile 0, +1 sau −1, fără însă a avea simultan valoarea 0. Ponderile $w_{\delta\varepsilon}$ se precizează inițial, realizîndu-se ponderea dorită pe vecinii lui $i_{jk}^{(l)}$.

Algoritmul se încheie după l_f iterații, cînd matricea (planul) de defecte conține numai zerouri :

$$d_{jk}^{(l_f)} = 0 \quad \text{pentru toți } j,\ k. \qquad (14)$$

contrastului acestora. Astfel, prin convoluția în domeniul spațial se reușește întărirea frecvențelor spațiale înalte [5], care caracterizează contrastul imaginilor și constituie principalul element în detectarea și extragerea informației privind obiectele din acestea [6]. Spre deosebire de tehnicile de refacere prezentate anterior, operatorii de întărire sînt izotropici ; în literatură se mai numesc *măști*, deoarece convoluția în domeniul spațial se realizează cu ponderi care se pot așeza într-o matrice de dimensiuni $(2m_1 + 1) \cdot (2n_1 + 1)$, ce se *suprapune* pe elementele de vecinătate corespunzătoare punctului curent din imaginea numerică.

b. Elementele măștii se pot obține prin interpolare, eventual prin deducerea suprafețelor care *împerechează* cel mai bine distribuțiile locale de nivele gri. Mărimea măștilor și valoarea elementelor se pot discuta optim în acești termeni. Astfel, măștile corespund unor suprafețe plane se pot defini ca liniare, iar cele care redau suprafețe de ordin mai înalt se numesc neliniare. De remarcat că, neegalitatea ponderilor este impusă de necesitatea de a păstra caracteristicile locale de contrast și formă ale imaginii. În fapt, chiar pentru vecinătăți definite de m_1 și n_1 mici, se pot obține măști eficiente caracterizate de o distribuție cvadratică a ponderilor funcție de distanța fiecărui

element față de centrul măștii ($j = k = 0$). Pentru a evita problemele pe care le ridică elementele de la marginile imaginilor (care verifică : $1 \leqslant j < m_1$ sau $m - m_1 < j \leqslant m$ și $1 \leqslant k < n_1$ sau $n - n_1 < k \leqslant n$) dimensiunile măștilor trebuie să fie reduse ; practic, s-a lucrat cu : m_1, $n_1 \leqslant 5$.

Spre deosebire de tehnicile de nivelare a regiunilor constituiente ale imaginilor, la care măștile conțin ponderi descrescătoare monoton și rapid, începînd de la centrul măștii, pentru întărirea imaginilor numerice ponderile au o repartizare, de obicei, simetrică și semne contrare.

Prin întărirea contrastului imaginilor se scot în evidență obiectele conținute în acestea, în primul rînd, fiindcă se accentuează zonele cele mai bogate în informație și anume regiunile de separație dintre obiecte și restul imaginii. Se vor prezenta rezultatele obținute în accentuarea marginilor obiectelor, utilizînd tehnici nereversibile și independente de context (*izotropice*).

c. Derivata direcțională în domeniul spațial este :

$$\left.\frac{\partial i}{\partial \lambda}\right|_{(\underline{i}_0)} = i_x(\underline{i}_0)\cos\lambda + i_y(\underline{i}_0)\sin\lambda, \qquad (15)$$

unde $\underline{i}_0 = (j_0, k_0)$ este punctul în care se calculează derivata pe direcția λ.

Gradientul $\nabla i(\underline{i}_0)$ în punctul $\underline{i}_0$ este un vector paralel direcției de variație maximă a nivelului de gri și egal în modul cu această variație. Direcția determinată are cosinușii directori :

$$i_x/\sqrt{i_x^2 + i_y^2}\ ;\ i_y/\sqrt{i_x^2 + i_y^2}, \qquad (16)$$

iar mărimea gradientului este :

$$|\nabla i(\underline{i}_0)| = |\sqrt{i_x^2 + i_y^2}|(\underline{i}_0). \qquad (17)$$

Derivata de ordinul $\underline{n}$ se poate scrie, în funcție de derivatele parțiale astfel :

$$\nabla^n i(\underline{i}_0) = \left(\frac{\partial}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y}\right)^n i(\underline{i}_0) =$$

$$= \sum_{q=0}^{n} \frac{\partial^q}{\partial x^q} i(\underline{i}_0) \cdot \frac{\partial^{n-q}}{\partial y^{n-q}} i(\underline{i}_0). \qquad (18)$$

Operatorii liniari izotropici de întărire se obțin prin combinarea derivatelor de ordin par, cu coeficienți constanți :

$$p_{jk} = \sum_{q=0}^{Q} K_q \nabla^{2q} i_{j_k}. \qquad (19)$$

Operatorii neliniari izotropici se obțin din combinarea derivatelor de diverse ordine ; cel mai folosit este pătratul gradientului.

Cei mai simpli operatori liniari s-au bazat pe măștile :

$$i_x = \begin{vmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 2 & 0 & -2 \\ 1 & 0 & -1 \end{vmatrix}\ ;\quad i_y = \begin{vmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{vmatrix}. \qquad (20)$$

Pentru a se utiliza în prelucrare și informația conținută în centrul măștii și a surprinde și orientări ale marginilor obiectelor care nu se identifică cu axele, s-a optimizat un set de măști (fig. 4) atribuindu-se gradientului, prin programele *CONTURM*, valoarea răspunsului maxim, obținut din aceste transformări.

$$\begin{matrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{matrix} \qquad \begin{matrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \end{matrix} \qquad \begin{matrix} -1 & -1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} -1 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{matrix} \qquad \begin{matrix} 1 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} 1 & 1 & -1 \\ 1 & -2 & -1 \\ 1 & 1 & -1 \end{matrix} \qquad \begin{matrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \end{matrix}$$

Fig. 4

Pentru operatorul laplacian $\Delta^2 i_{jk}$ și pentru vecinătatea cu $m_1 = n_1 = 1$, măștile sînt :

$$\begin{vmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & 8 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{vmatrix}, \quad \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 4 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{vmatrix}. \qquad (21)$$

Dintre operatorii liniari izotropi cel mai folosit este operatorul de întărire *crispening* :

$$p_{jk} = K_0 i_{jk} + K_2 \nabla^2 i_{jk}. \qquad (22)$$

O secțiune în reprezentarea spațială a elementelor sale pe un contur reproduce alura efectului Mach [7] ceea ce conduce la interpretarea efectului său asupra imaginii. S-a optimizat :

$$K_2 = -(\nabla i_{jk})_{\max}. \qquad (23)$$

d. Pentru ca întărirea marginilor obiectelor să nu fie însoțită de amplificarea zgomotului optic, se poate înlocui în formula (22) laplacianul cu derivata de ordinul doi în direcția gradientului local.

Întărirea contrastului în direcția gradientului, precum și nivelarea pe direcția locală a conturului se realizează în condiții foarte bune, cu un operator de întărire în a cărui formulă intră derivatele de ordinul doi pe direcția normală, respectiv tangențială la contur :

$$p_{jk} = K_0 i_{jk} + K_2' \cdot \left(\frac{\partial^2 i}{\partial n^2} + K_2'' \cdot \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \right). \quad (24)$$

Derivata a doua în direcția n a gradientului local se exprimă astfel :

$$\frac{\partial^2 i}{\partial n^2} = \frac{\frac{\partial^2 i}{\partial j^2} \cdot \left(\frac{\partial i}{\partial j}\right)^2 + 2 \cdot \frac{\partial^2 i}{\partial j \partial k} \cdot \frac{\partial i}{\partial j} \cdot \frac{\partial i}{\partial k} + \frac{\partial^2 i}{\partial k^2} \cdot \left(\frac{\partial i}{\partial k}\right)^2}{\left(\frac{\partial i}{\partial j}\right)^2 + \left(\frac{\partial i}{\partial k}\right)^2}, \quad (25)$$

iar derivata a doua pe direcția tangențială t este :

$$\frac{\partial i}{\partial t^2} = \frac{\frac{\partial^2 i}{\partial j^2} \cdot \left(\frac{\partial i}{\partial j}\right)^2 - 2 \cdot \frac{\partial^2 i}{\partial j \partial k} \cdot \frac{\partial i}{\partial j} \cdot \frac{\partial i}{\partial k} + \frac{\partial^2 i}{\partial k^2} \cdot \left(\frac{\partial i^2}{\partial k}\right)^2}{\left(\frac{\partial i}{\partial j}\right)^2 + \left(\frac{\partial i}{\partial k}\right)^2}. \quad (26)$$

Pentru vecinătăți de tipul $\underline{m}_1 = \underline{n}_1 = 1$ și mai mari, s-au optimizat :

$$K_2' = -(\nabla i_{jk})_{\max}; \quad (27)$$

$$K_2'' = -\frac{1}{3}. \quad (28)$$

Extragerea conturului

Obiectele se pot realiza, indiferent de metoda de refacere utilizată, prin tehnici *contextuale* sau *necontextuale* (independente de context).

În cazul tehnicilor *necontextuale*, operatorii de extragere sînt liniari *izotropici*; cel mai frecvent se utilizează operatorii izotropi de întărire, asociați cu operații de prag.

a. Astfel, considerînd imaginea cu elementele i_{jk} transformată, utilizînd un operator izotrop de întărire P, precum și două numere reale p_1 și p_2, extragerea unei submulțimi de nivele de gri (definind obiectul de extras) din mulțimea dată (care constituie imaginea în ansamblu), se poate defini într-unul din următoarele moduri :

— obiectul este constituit din submulțimea nivelelor de gri care verifică relația $Pi_{jk} \geqslant p_2$;

— obiectul este constituit din submulțimea nivelelor de gri care verifică $Pi_{jk} \leqslant p_1 \leqslant p_2$;

— obiectul este constituit din mulțimea nivelelor de gri care verifică relația $p_1 \leqslant Pi_{jk} \leqslant p_2$;

— mai general, obiectul extras este constituit din submulțimea nivelelor de gri care verifică relația $Pi_{jk} \in G$, unde G este o mulțime specificată de nivele de gri.

Cînd $P \equiv 1$ ($\underline{m}_1 = \underline{n}_1 = 0$), se aplică operația de prag imaginii înseși. Metoda este justificată și utilă într-o serie de aplicații (recunoașterea automată a caracterelor scrise, prelucrarea imaginilor formațiunilor noroase etc.), în care există un contrast pronunțat între elementele imaginii care interesează (litere, nori etc.) și fondul imaginii.

Pentru $P \neq 1$, aplicarea operației de prag după întărirea imaginii este deosebit de eficientă pentru izolarea unor obiecte care nu pot fi caracterizate, în prealabil, ca avînd un set dat de valori ale nivelelor de gri, dar care contrastează cu zonele învecinate. Practic, se pun în evidență, pe această cale, regiunile de separație dintre obiecte și fondul imaginii, rezultînd contururile obiectelor.

b. O problemă decisivă este alegerea pragului, care se realizează optim, prin studierea distribuției valorilor nivelelor de gri în imaginea „întărită".

Astfel, dacă se cunoaște aria aproximativă a obiectului în ansamblul imaginii și, cu aproximație, gama nivelelor de gri (condiții relativ ușor de îndeplinit într-un sistem interactiv de prelucrare a imaginilor [8]), se poate defini tipul operației de prag și alege pragul p corespunzător proporției pe care o reprezintă obiectul în imagine. Spre exemplu, la distribuția nivelelor de gri, dată de histogramă (fig. 5), obiectul avînd o culoare mai închisă decît fondul și acoperind circa 40% din imagine (fig. 6), pragul, se alege optim între nivelele 3 și 4 de gri, cu programul *SEPROP*.

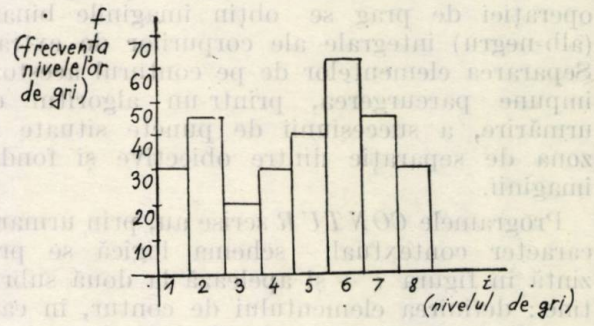


Fig. 5

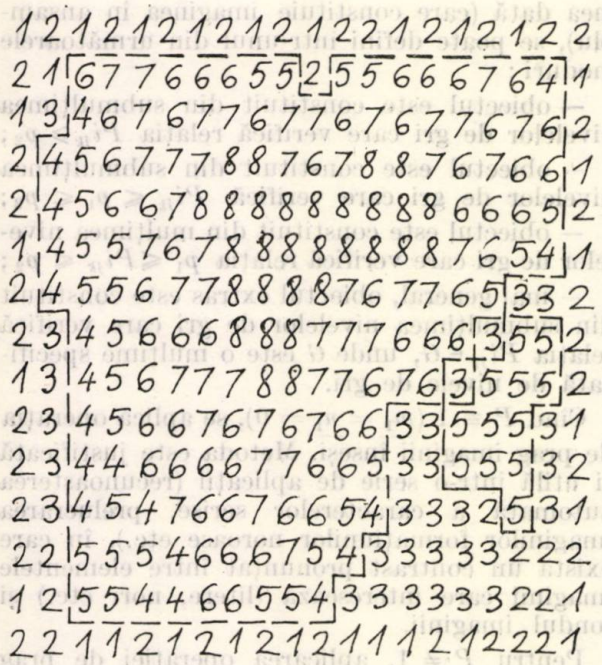


Fig. 6

c. Dacă se consideră obiectele din imagine și fondul imaginii ca submulțimi de nivele de gri, cu distribuții statistice specifice, imaginea poate fi privită ca un amestec de distribuții, iar izolarea obiectelor se reduce la discriminarea distribuțiilor corespunzătoare [9]. După stabilirea caracterului de bimodalitate sau unimodalitate al regiunilor se calculează corespunzător pragurile de separare și se reține în imaginea finală doar elementele care constituie conturul obiectelor. Trebuie subliniat că pragul diferă de la o regiune la alta, în programele *RESEP*, ceea ce asigură extragerea contextuală a conturului.

d. Pentru cazul în care, însă, conturul extras este discontinuu, se dispune de strategii de refacere a conturului [10]. Trebuie, însă, subliniat că aceste metode sînt greoaie și necesită capacități și timpi mari de calcul; totodată, aplicarea lor este condiționată de existența unor particularități în forma obiectelor de extras (convexitate, simetrie etc.).

e. În cele mai multe situații, după aplicarea operației de prag se obțin imaginile binare (alb-negru) integrale ale corpurilor de extras. Separarea elementelor de pe conturul acestora impune parcurgerea, printr-un algoritm de urmărire, a succesiunii de puncte situate în zona de separație dintre obiective și fondul imaginii.

Programele *CONTUR* scrise au, prin urmare, caracter contextual — schema logică se prezintă în figura 7 — și apelează la două subrutine: definirea elementului de contur, în care se află la pasul τ, procesul de parcurgere a conturului, respectiv explorarea vecinătății elementului curent pentru identificarea următorului element de contur, la pasul $\tau + 1$. Vecinătatea de explorat este compusă, în acest caz,

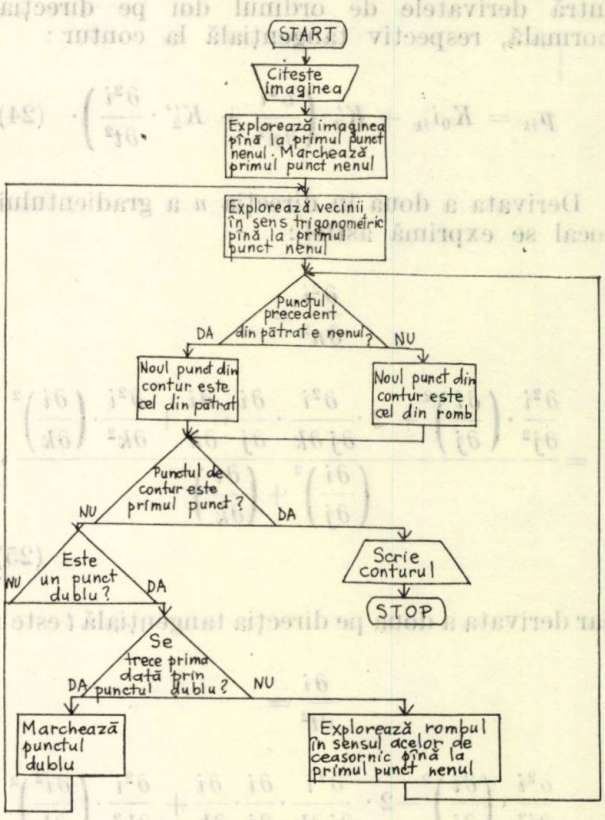


Fig. 7

pentru elementul i_{jk} din elementele:

$$i_{j-1,k},\ i_{j,k-1},\ i_{j+1,k},\ i_{j,k+1}. \tag{29}$$

Element de contur este acela care are în această vecinătate cel puțin un element nul; elementul care nu are nici unul este element interior.

Dacă M este o submulțime de elemente nenule ale imaginii se spune că este conexă, dacă pentru orice A și B, $A \cup B = M$, $A \cap B = \emptyset$ există un $x \in A$ și un $y \in B$, încît $d(x, y) = h$, unde $d(\alpha, \beta)$ este distanța între elementele α și β ale imaginii, iar h este distanța între două elemente vecine în imagine ($h = 1$). Numim punct de aderență a al mulțimii conexe M acel punct care îndeplinește: $a \notin M$ și există cel puțin un $x \in M$, încît $d(a, x) = h$, adică a aparține vecinătății măcar a unui element din M. Programele *CONTUR* [11] sînt aplicabile unor imagini în care obiectele sînt complet izolate, neavînd, prin urmare, puncte de aderență.

Pentru a evita intrarea algoritmului într-un ciclu nesfîrșit s-a definit noțiunea de multiplicitate a elementelor de imagine aparținînd conturului obiectelor. Multiplicitatea m a unui ele-

ment de contur este numărul de treceri prin elementul respectiv necesar pentru o singură parcurgere completă a conturului. Evident, în modelul matriceal, $m = \{1, 2\}$.

Punctele din vecinătatea definită de $m_1 = n_1 = 1$ sînt numerotate în sens trigonometric, începînd dintr-un punct al vecinătății definite de (29), astfel : $y_1, y_2, \ldots, y_8$. Se caută printre punctele de forma y_{2k+1}, un element care nu aparține imaginii obiectului. După găsirea acestuia, se explorează în sens trigonometric vecinătatea punctului, pînă la primul punct nenul de forma y_{2k+1}; fie acesta y_{2n+1}. Dacă y_{2n} este nenul, el se identifică drept următorul element al conturului; dacă y_{2n} este nul, următorul element al conturului este chiar y_{2n+1}.

Cu acest algoritm se extrage conturul lăsînd mereu imaginea obiectului la stînga (fig. 8) și parcurgînd maximum 5 N puncte, unde N este lungimea conturului.

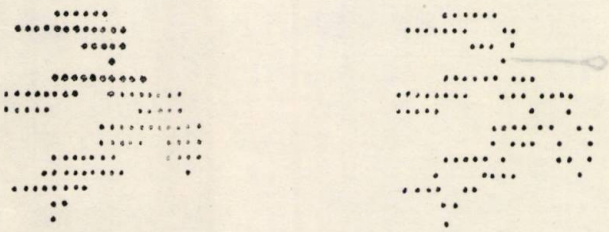


Fig. 8

Fără îndoială, cele mai rapide tehnici de extragere a conturului se aplică direct imaginii multinivel, evitînd anteprelucrarea și operațiile de prag și parcurgînd numai punctele conturului. Prin *urmărirea conturului*, lăsînd imaginea obiectului permanent de aceeași parte, se extrag, în *context*, elementele aparținînd zonelor de contrast maxim din imagine. Programele *CONTURM* includ subrutine de inițializare a parcurgerii conturului, de extragere a elementelor conturului și, respectiv, de stabilire a direcției de deplasare în vederea extragerii următorului element.

a) În vederea inițializării parcurgerii conturului, în ipoteza că obiectul are o culoare mai închisă decît fondul, este necesară depistarea unui element al imaginii, a cărui valoare să depășească un prag prestabilit. Alegerea pragului p se poate realiza pe baza statisticii imaginii, corespunzător unui nivel de gri din „zona de vale" a histogramei acesteia (fig. 5), sau atribuindu-se lui p o valoare egală cu jumătatea nivelului maxim de gri din imagine.

Pentru elementul de imagine testat se calculează media M_8 și se compară cu pragul p. Dacă se obține $M_8 > p$, se începe extragerea elementelor conturului pornind din elementul testat; în caz contrar, se trece la următorul element de imagine testat. Elementele din imagine în care se testează se situează în nodurile unei rețele rectangulare cu planul *multiplu* al pasului rețelei care constituie imaginea de prelucrat. Dacă testul nu dă rezultat la prima aplicare, se micșorează pasul.

b) După descoperirea unui element aparținînd conturului se începe *urmărirea conturului*, printr-un procedeu pas-cu-pas. În acest scop, se calculează în elementul curent „răspunsurile" imaginii la aplicarea a patru „măști" similare celor folosite la calculul derivatei direcționale :

$$A = \begin{vmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{vmatrix}; \quad B = \begin{vmatrix} -2 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & -2 \end{vmatrix};$$

$$C = \begin{vmatrix} -1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \end{vmatrix}; \quad D = \begin{vmatrix} 0 & -1 & -2 \\ +1 & 0 & -1 \\ +2 & +1 & 0 \end{vmatrix}. \tag{30}$$

După compararea amplitudinii „răspunsurilor", se reține valoarea maximă și semnul acesteia și se identifică elementul următor de pe contur, care se află în vecinătatea elementului curent, pe *direcția* determinată de situația valorii și semnului „răspunsului" (fig. 9).

Răspunsul maxim	Semnul răspunsului	Direcția de deplasare
A	>0	↓
A	<0	↑
B	>0	↙
B	<0	↗
C	>0	←
C	<0	→
D	>0	↖
D	<0	↘

Fig. 9

Programele *CONTURM* extrag astfel conturul obiectelor aflate în imagini multinivel, printr-o singură trecere prin elementele conturului. Ele se pot aplica în extragerea oricărui contur continuu închis; au fost testate în urmărirea conturului lăsînd obiectul extras la stînga sau la dreapta.

Experimentele realizate cu tehnici contextuale și necontextuale, folosind imagini-test relativ simple, relevă performanțe superioare din partea strategiilor contextuale, eficiența lor crescînd, raportat la cele necontextuale, odată cu complexitatea imaginilor.

Concluzii

Extragerea conturului obiectelor aflate în imagini numerice este strîns condiționată de operațiile de anteprelucrare asociate. Alegerea optimă a tehnicilor de anteprelucrare și extragere, eventual contopirea lor într-o tehnică contextuală asigură o eficiență corespunzătoare procesului de extragere.

Bibliografie

[1] *Nagy, G.* State of the Art in Pattern Recognition. In : Proc. IEEE, **56**, 1968, p. 836—862.

[2] *Levine, M. D.* Feature Extraction : a Survey. In : Proc. IEEE, **57**, 1969, p. 1391—1407.

[3] *Fukunaga, K.* Introduction to Statistical Pattern Recognition. Academic Press, 1972.

[4] *Fu, K. S.* Syntactic Methods in Pattern Recognition. Academic Press, 1974.

[5] *Stockham, T. G.* Image Processing in the Context of a Visual Model Proc IEEE, **60**, 1972, p. 828—841.

[6] *Chase, W. G.* Visual Information Processing. Academic, Press, 1973.

[7] *Cornsweet, T. N.* Visual Perception. Academic Press, 1970.

[8] *Vârtosu, M. D.* Referat, Institutul politehnic București. 1977.

[9] *Andrews, H. C.* Introduction to Mathematical Methods in Pattern Recognition, Wiley & Sons, 1972.

[10] *Arcelli, C.* ș.a. Significant Regions in Digital Contours, in Modern Trends in Cybernetics and Systems. Springer Verlag, 1977.

[11] *Vârtosu, M. D.* ș.a. Asupra unor operații necesare în prelucrarea automată a informației conținute în imagini. Buletinul I.P.B., **tomul XXXIX** numărul 4, 1977, pag. 75—81.

CZ 523.72

CELULE SOLARE CU SILICIU
ENERGIE ELECTRICĂ
CONCENTRATOARE DE LUMINĂ

Unele aspecte ale utilizării celulelor solare cu siliciu în regim de concentrare a luminii solare

MIRCEA NEGREANU, STELIAN NAN, GHEORGHE BĂLUȚĂ, ȘTEFAN VASILE* — BUCUREȘTI

Introducere

Cu toate că în ultimul timp prețul celulelor solare cu siliciu a scăzut, energia electrică obținută prin intermediul lor este mult mai scumpă decît cea obținută de la sursele tradiționale. În prezent se întrevăd trei căi de reducere a prețului/Watt a energiei electrice, obținută cu ajutorul celulelor fotovoltaice cu siliciu [1]:

— producerea unor celule solare cu arie cît mai mare, costul procesării fiind aproape independent de dimensiunea dispozitivului;

— utilizarea ca material de bază a siliciului nestandard (policristalin, amorf), cu condiția obținerii unor randamente de conversie apreciabile;

— folosirea concentratorilor de lumină (oglinzi sau lentile).

Deoarece în stadiul tehnologic actual prețul unității de arie a unei celule solare este mult mai ridicat decît al unității de arie a unui sistem concentrator (ținînd seama și de sistemul asociat de urmărire a soarelui), ultima metodă este foarte tentantă.

O analiză simplificată a prețului de cost al sistemelor fotovoltaice cu siliciu indică drept avantajoasă o concentrare de 20—100 ori a luminii solare.

Pentru ca o celulă solară cu siliciu să poată lucra eficient în asemenea condiții este necesară o proiectare specială [1, 2, 3]. Totuși, dacă nu se urmărește o valoare prea ridicată a randamentului de conversie, și unele celule fotovoltaice, neproiectate special în acest scop, pot funcționa eficient în condiții de concentrare nu prea ridicată. Lucrarea își propune să investigheze tocmai acest aspect.

Considerații generale

Eficiența unui sistem de celule solare ce funcționează în regim de concentrare a luminii solare depinde, în principal, de trei factori:

— caracteristicile fizice ale celulelor;

— evacuarea căldurii;

— tipul concentratorului utilizat și precizia orientării lui.

În cazul unei celule solare ideale (cu joncțiune $p - n$) din expresia curentului debitat:

$$I \approx I_{SC} - I_0 \exp(qV/kT), \tag{1}$$

se poate obține, prin egalare cu zero, relația ce dă tensiunea de circuit deschis:

$$V_{OC} = (kT/q) \cdot \ln(I_{SC}/I_0). \tag{2}$$

Deoarece pentru o astfel de joncțiune curentul de scurtcircuit este direct proporțional cu nivelul de iluminare, o concentrare de N ori a luminii solare mărește tot de N ori curentul de scurtcircuit, ceea ce face ca tensiunea de circuit deschis să crească cu:

$$\Delta V_{OC} = (kT/q) \cdot \ln N. \tag{3}$$

Această creștere, alături de îmbunătățirea factorului de umplere (FF) datorat ei, mărește randamentul de conversie al celulei ideale atunci cînd aceasta funcționează în regim de concentrare:

$$\eta = V_{OC} \cdot FF \cdot I_{SC}/P_{in}. \tag{4}$$

Dacă temperatura celulei se mărește, fenomen inerent funcționării la concentrări mari, valoarea lui FF se micșorează, iar V_{OC} crește mai puțin decît prevede relația (3).

Într-o celulă solară reală efectele neideale îi influențează performanțele la lumină solară concentrată. În aceste condiții, datorită curenților mari, eficiența de conversie este puternic afectată de rezistența serie și de rezistența electrică proprie a grilelor metalice de contactare.

Celulele solare ce funcționează în regim de concentrare pot fi răcite pasiv sau activ, în ambele cazuri ele fiind montate pe radiatoare metalice. În cazul răcirii pasive căldura este disipată în mediul înconjurător prin convecția naturală a aerului, temperatura de lucru fiind cu cîteva zeci de grade superioară celei a mediului ambiant. Răcirea activă ce se realizează cu ajutorul unui fluid cu circulație continuă își propune două scopuri:

— menținerea celulei la T_{amb};

— realizarea unui sistem combinat (fotovoltaic — termic); în acest caz temperatura celulei este cuprinsă între 100 și 125°C.

* Autorii sînt cercetători științifici la ICCE — București

Pentru concentrarea luminii solare se pot utiliza lentile obișnuite oglinzi (sferice, parabolice) și lentile Fresnel [5]. Orice sistem de concentrare necesită urmărirea soarelui în mișcarea sa diurnă și această urmărire trebuie să se facă cu o precizie cu atît mai mare cu cît concentrarea este mai ridicată. Fasciculul de lumină ce intră în concentrator este „adunat" într-o pată, cu luminozitate variabilă, în planul celulei, orice imperfecțiune a orientării deplasînd-o în raport cu celula. Chiar dacă celula poate suporta variații moderate de iluminare în diverse puncte ale suprafeței active, trebuie evitate iluminările locale prea intense sau lăsarea unei părți a celulei în obscuritate totală.

Rezultate experimentale

În scopul studierii la diverse nivele de concentrare a luminii solare au fost realizate trei tipuri de celule fotovoltaice (desemnate în cele ce urmează prin 1, 2 și 3), geometria acestora fiind cea a trei dispozitive fotovoltaice realizate de autori și aflate în prezent în microproducția curentă a ICCE — București : ROL 11, ROL 12 și ROL 41 [6, 7, 8]. Toate tipurile realizate sînt structuri p^+nn^{++} obținute prin difuzia borului, plusarea pe spate fiind făcută cu fosfor la concentrație de suprafață maximă. Siliciul utilizat este de tip n, WACKER, cu rezistivitatea de 5 ohm.cm. Adîncimea joncțiunii este în toate cazurile de 1,6 μm, iar stratul antireflectant din SiO. Alte detalii constructive sînt date în tabelul 1.

Tabelul 1

Detalii constructive ale celulelor solare experimentate

Tipul structurii	Arie activă, mm²	Geometrie	Metalizare	Grosimea metalizării, μm
1	13	pătrat	Al	0,8
2	27,6	dreptunghi	Al + Cu	0,8 + 1
3	360	pătrat	Al + Cu + Sn	0,8 + 1 + 3

În cazul dispozitivelor de tipul 1 și 2 grila metalică de contact (lățime 100 μm) de pe suprafața activă urmărește conturul structurii, în timp ce tipul 3 prezintă o bandă de contact pe una din laturi (lățime 200 μm) și 7 „fingeri" metalici ce traversează suprafața activă.

Dispozitivul utilizat pentru concentrarea luminii solare este prezentat în figura 1, concentrările $C_1 - C_4$, aceleași în cazul tuturor tipurilor de structuri experimentate, obținîndu-se prin diafragmarea corespunzătoare a fasciculului de lumină incident. Gradele de concentrare au fost alese astfel încît $C_1 = 2NC$, iar $C_k = kC_1$, $k = 2, 3, 4$. Răcirea este de tip pasiv, realizîndu-se prin libera circulație a aerului.

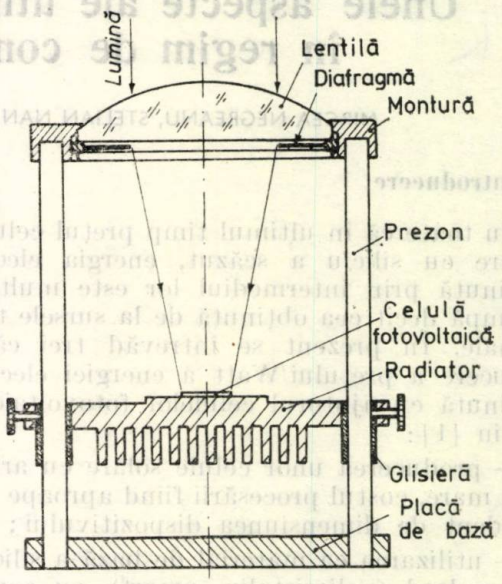


Fig. 1. Dispozitivul utilizat pentru concentrarea luminii solare.

Urmărirea mișcării soarelui a fost realizată prin montarea acestui dispozitiv pe un celostat tip KARL ZEISS Jena. Pata luminoasă obținută prin concentrare, de formă circulară, este circumscrisă ariei dispozitivului.

Caracteristicile curent-tensiune ale celor trei tipuri de celule experimentate au fost trasate atît în lumină solară neconcentrată (NC) cît și la cele patru nivele de concentrare alese. În acest scop s-a utilizat un înregistrator XY tip PM8120, Philips. Aceste caracteristici au fost trasate după ce dispozitivele au funcționat timp de zece minute în condiții de scurtcircuit la fiecare din nivelele de iluminare realizate. Principalele date rezultate din aceste curbe sînt prezentate în tabelul 2.

În cazul tuturor tipurilor de dispozitive experimentate se constată, pe măsura creșterii nivelului de concentrare, că :

— curentul de scurtcircuit crește aproape liniar (fig. 2);

— valoarea factorului de umplere se micșorează, scăderea cea mai redusă observîndu-se la dispozitivele de tipul 3;

— scade valoarea tensiunii corespunzătoare punctului de putere maximă (V_m), variația cea mai pronunțată fiind la dispozitivele de tipul 1;

— tensiunea de circuit deschis crește mai mult la tipurile 2 și 3, ajungînd la 590 mV pentru concentrarea cea mai puternică;

— diferența dintre curentul de scurtcircuit și curentul corespunzător punctului de putere maximă (I_m) crește, această creștere fiind cel

Tabelul 2

Valorile unor parametri ai celulelor fotovoltaice experimentate

Parametrul	Tipul disp	Gradul de concentrare				
		NC	C_1	C_2	C_3	C_4
P_{max}, mW	1	0,62	1,13	2,26	5,47	24,53
	2	1,61	3,16	6,38	18,53	74,25
	3	47,96	94,83	187,05	557,60	2209,20
FF	1	0,76	0,64	0,63	0,49	0,47
	2	0,77	0,69	0,65	0,62	0,59
	3	0,77	0,72	0,65	0,63	0,62
I_m, mA	1	1,45	2,95	6,03	15,20	71,10
	2	3,70	7,45	14,85	43,60	176,80
	3	109	218	435	1312	5260
V_m, mV	1	425	385	375	360	345
	2	435	425	430	425	420
	3	440	435	430	425	420

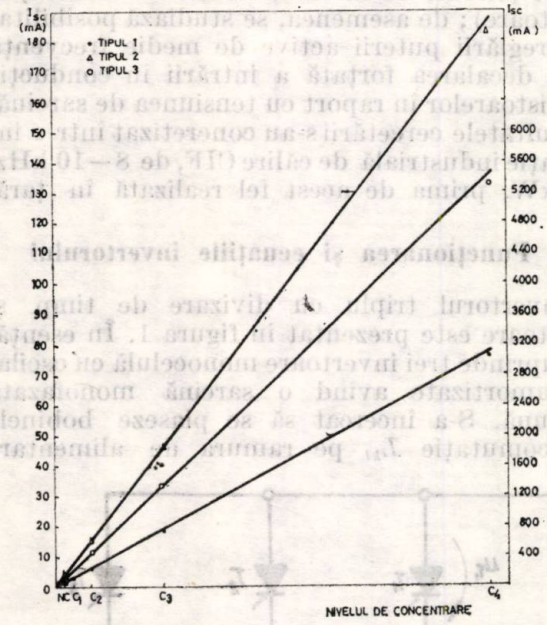


Fig. 2. Variaţia curentului de scurtcircuit (I_{SC}) cu gradul de concentrare a luminii solare.

mai puţin pronunţată în cazul dispozitivelor de tipul 3.

Se observă că puterea maximă debitată de celulele de tipul 2 la nivelul de concentrare C_4 este de aproximativ 1,5 ori mai mare decît puterea maximă furnizată de celulele de tipul 3 în regim neconcentrat. Chiar dacă factorul de umplere are o valoare scăzută în situaţia utilizării tipului 2 în regimul de concentrare C_4, energia electrică furnizată de aceste celule este mai ieftină decît cea obţinută cu celulele de tipul 3 în regim neconcentrat, acestea din urmă avînd aria activă (şi prin urmare un preţ de cost) de aproximativ 13 ori mai mare.

Concluzii

S-au realizat trei tipuri de celule solare care au fost experimentate la diverse nivele de concentrare a luminii solare. Cu toate că aceste dispozitive nu au fost proiectate special pentru a lucra în regim de concentrare, ele pot fi utilizate în aceste condiţii dacă concentrarea nu este prea puternică. Chiar în condiţiile unui randament de conversie mai scăzut tipul 2 poate furniza, la nivelul de concentrare C_4, energie electrică de aproximativ 15 ori mai ieftină decît celulele solare ce funcţionează în lumină directă, neconcentrată.

Bibliografie

[1] *Fossum, J. G., Burgess, E. L., Lindholm, F. A.* Solid-St. Electron, **21**, 729, 1978.
[2] *Goradia, C., Sater, B. L.* IEEE Trans. Electron Dev., **ED—24**, 342, 1977.
[3] *Lammert, M., Schwartz, R. J.* IEEE Trans. Electron Dev., **ED—24**, 337, 1977.
[4] *Green, M. A.* Solid-St. Electron., **20**, 265, 1977.
[5] *Bellugue, J.* Acta Electronica, **20**, 2, 153, 1977.
[6] *Băluţă, Gh., Nan, S., Budianu, E., Vasile, St.* Raport tehnic ICCE, martie 1977.
[7] *Nan, S., Negreanu, M., Vasile, St., Băluţă, Gh.* Raport tehnic ICCE, septembrie 1977.
[8] *Negreanu, M., Nan, S., Băluţă, Gh., Vasile, St.* Rapoarte tehnice ICCE, mai şi iunie 1979.

CZ 621.314.02

INVERTOR MONOFAZAT
STUDIU PE CALCULATOR NUMERIC
TENSIUNE DE ALIMENTARE

Invertor monofazat de medie frecvenţă triplu cu divizare de timp

IULIU SZÉKELY, VASILE SZENTGYÖRGYI* — BRAŞOV

Introducere

Instalaţiile industriale de încălzire prin inducţie la medie frecvenţă sînt realizate, în general, la puteri de ordinul a 50—300 kW şi frecvenţe nominale între 1 kHz şi 10 kHz. În domeniul călirii superficiale prin inducţie, necesităţile tehnologice impun frecvenţe medii de 8—10 kHz. După cum s-a arătat în [1], tendinţele de înlocuire a generatoarelor rotative cu surse de putere statice de medie frecvenţă, cu tiristoare, se bazează pe avantajele pe care le prezintă acestea în raport cu precedentele. De asemenea, s-a remarcat că datorită caracterului puternic inductiv al sarcinii (transformator de adaptare şi inductor cu materialul tehnologic), compensarea factorului de putere este obligatorie în toate instalaţiile de acest tip, de unde rezultă marea preferinţă pentru invertoare cu tiristoare cu circuit oscilant. Dacă la variantele de invertoare clasice (paralel, serie-paralel, serie) frecvenţa maximă de lucru este limitată de timpul de revenire al tiristoarelor, în schemele cu multiplicare de frecvenţă acest inconvenient se atenuează, limitarea frecvenţei fiind impusă de combinaţia caracteristicilor dinamice ale tiristoarelor (timp de revenire, du/dt ş.a.) Cu ajutorul invertorului monocelulă cu oscilaţii amortizate se realizează triplarea frecvenţei, dar forma curbei tensiunii şi curentului de sarcină, la sarcină nominală, se îndepărtează de cea sinusoidală. Pentru îmbunătăţirea formei acestor mărimi electrice, precum şi pentru creşterea puterii utile de medie frecvenţă s-a efectuat studiul unui invertor triplu cu divizare de timp. În urma studiului vor rezulta indicaţii privind proiectarea tuturor elementelor componente (circuit de sarcină, circuit de comutaţie, tiristoare); de asemenea, se studiază posibilitatea reglării puterii active de medie frecvenţă prin decalarea forţată a intrării în conducţie a tiristoarelor în raport cu tensiunea de sarcină. Rezultatele cercetării s-au concretizat într-o instalaţie industrială de călire CIF, de 8—10 kHz, 50 kW, prima de acest fel realizată în ţară.

1. Funcţionarea şi ecuaţiile invertorului

Invertorul triplu cu divizare de timp şi tiristoare este prezentat în figura 1. În esenţă, el cuprinde trei invertoare monocelulă cu oscilaţii amortizate avînd o sarcină monofazată comună. S-a încercat să se plaseze bobinele de comutaţie L_{k1} pe ramura de alimentare

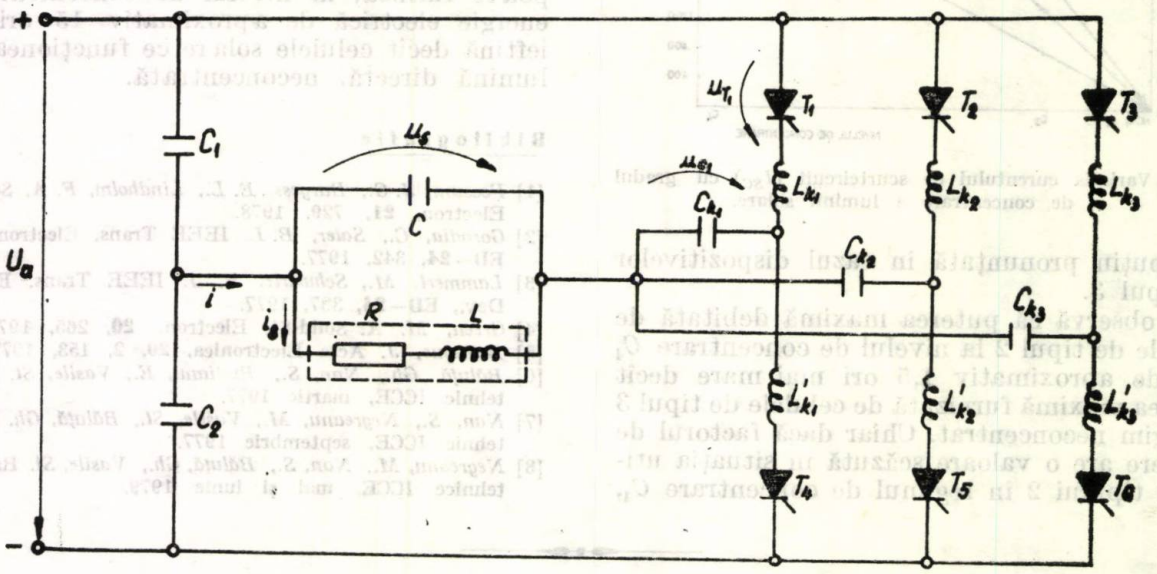


Fig. 1. Schema de principiu a invertorului triplu cu divizarede timp.

comună a grupurilor de trei tiristoare comune, dar, în timp ce tiristoarele unei celule sînt în stare blocată, celelalte două celule funcţionează

* Dr. ing. *Szekely, I.* este şef de lucrări, iar *Szentgyörgyi, V.* — inginer cercetător la Universitatea din Braşov.

și la comutația tiristoarelor acestora, tensiunea de autoinducție a bobinelor L_{ki} produce salturi mari de tensiune pe tiristoarele blocate. Aceste salturi au panta du/dt pozitivă mare, ceea ce poate duce la intrarea în conducție accidentală a tiristoarelor.

Sarcina s-a reprezentat ca schemă echivalentă R, L serie cu factorul de calitate $Q = 2 \ldots 10$, fiind compensată cu condensatorul C. Grupurile L_{ki}, L'_{ki}, $C_{ki}(i = 1, 2, 3)$ formează circuitele de comutație serie ale celor trei celule. Invertorul funcționează corect numai dacă frecvența de oscilație a curentului i din circuitul de comutație este superioară frecvenței de oscilație a sarcinii (a tensiunii de sarcină u_s), fapt exprimat prin condiția :

$$LC \geq L_k C_k. \tag{1}$$

Invertorul funcționează în șase tacte. În regim permanent, tactul 1 începe cu trecerea în conducție a tiristorului T_4 ; la bornele circuitului format din sarcină, C_{k1} și L'_{k1} se aplică tensiunea continuă a condensatorului C_2 din divizorul de tensiune. Se declanșează un proces oscilant, curentul i descrie o semialternanță pozitivă, care durează pînă la trecerea prin zero a curentului i, cînd tiristorul T_4 se blochează datorită inversării curentului. În acest timp condensatorul de comutație C_{k1} se reîncarcă de la tensiunea maximă negativă $-U_{cm}$ la $+U_{cm}$. În micul interval de timp de la anularea curentului i și terminarea semiperioadei tensiunii de sarcină u_s, curentul și tensiunea de sarcină oscilează liber amortizat.

În tactul 2 intră în conducție tiristorul T_2, la bornele circuitului format din sarcină, C_{k2} și L_{k2} se aplică tensiunea condensatorului C_1, curentul i descriind o semialternanță negativă. Condensatorul C_{k2}, care la începutul tactului va fi încărcat la tensiunea $+U_{cm}$ se reîncarcă la $-U_{cm}$; această tensiune se menține pînă la intrarea în conducție a tiristorului T_5, legat la același condensator.

În celelalte tacte (3, 4, 5, 6) vor intra în conducție succesiv tiristoarele T_6, T_1, T_5 și T_3, după care ciclul de funcționare se reia.

Curbele de variație ale mărimilor electrice de funcționare sînt date în figura 4, deduse în urma analizei invertorului pe calculator și verificate experimental.

Pe baza rezultatelor obținute la studiul invertorului monocelulă se poate admite ipoteza că condensatoarele de divizare C_1 și C_2 asigură divizarea perfectă a tensiunii de alimentare. Celelalte ipoteze de calcul sînt următoarele :

— se neglijează rezistența bobinelor de comutație ;

— tiristoarele sînt considerate ventile semicomandate ideale (rezistență nulă în stare de conducție, rezistență infinită în stare de blocare și se neglijează procesele de comutație).

În tactele impare (1, 3, 5,. . .) schema electrică de calcul (fig. 2a) cuprinde condensatoarele de comutație $C_{ki}(i = 1, 2, 3)$ și tiristoarele în stare de conducție $T_j(j = 4, 5, 6)$. Ecuațiile diferențiale care descriu funcționarea invertorului în aceste tacte (secvența oscilației forțate) sînt următoarele :

$$\begin{cases} i = i_s + C\dfrac{du_s}{dt}\,; \quad i = C_{ki}\dfrac{du_{ci}}{dt}\,; \\ u_s = Ri_s + L\dfrac{di_s}{dt}\,; \quad \dfrac{U_a}{2} = u_s + u_{ci} + L_k\dfrac{di}{dt}\,. \end{cases} \tag{2a}$$

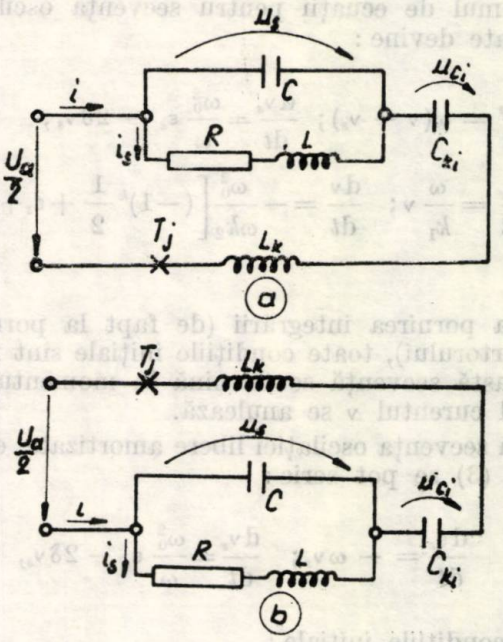


Fig. 2. Schema electrică de calcul al invertorului triplu pentru secvența oscilației forțate.

În tactele pare (2, 4, 6,. . .) schema electrică de calcul (fig. 2b) va cuprinde indicii $i = j = 1, 2, 3$, iar ecuațiile diferențiale sînt aceleași cu (2 a), cu excepția ultimei ecuații :

$$-\frac{U_a}{2} = u_s + u_{ci} + L_k\frac{di}{dt}\,. \tag{2 b}$$

În intervalele de oscilație liberă (după blocarea unui tiristor, pînă la intrarea în conducție a următorului tiristor) ecuațiile diferențiale sînt :

$$u_s = Ri_s + L\frac{di_s}{dt}\,; \quad i_s = -C\frac{du_s}{dt}\,. \tag{3}$$

Din ecuațiile (3) rezultă o ecuație diferențială clasică al unui circuit oscilant R, L, C, din care se deduc notațiile obișnuite :

$$\omega_0^2 = 1/(LC)\,; \quad \delta = R/(2L)\,; \quad \omega^2 = \omega_0^2 - \delta^2.$$

Pentru generalizarea calculelor se introduc următoarele mărimi relative:

$$\varepsilon_s = \frac{u_s}{U_a}; \quad \varepsilon_{ci} = \frac{u_{ci}}{U_a}; \quad \varepsilon_T = \frac{u_T}{U_a}; \quad \nu_s = \frac{i_s}{\omega C U_a}; \tag{4}$$

$$\nu = \frac{i}{\omega C U_a}; \quad k_1 = \frac{C_{ki}}{C}; \quad k_2 = \frac{L_{ki}}{L}.$$

Întrucît sistemele de ecuaţii se vor rezolva la calculator cu subrutina Runge-Kutta (RKGS), acestea trebuie scrise ca un sistem de ecuaţii diferenţiale liniare; s-a introdus un coeficient k întreg, care indică numărul tactului. Astfel, sistemul de ecuaţii pentru secvenţa oscilaţiei forţate devine:

$$\begin{cases} \dfrac{d\varepsilon_s}{dt} = \omega(\nu - \nu_s); \quad \dfrac{d\nu_s}{dt} = \dfrac{\omega_0^2}{\omega}\varepsilon_s - 2\delta\nu_s; \\ \dfrac{d\varepsilon_c}{dt} = \dfrac{\omega}{k_1}\nu; \quad \dfrac{d\nu}{dt} = -\dfrac{\omega_0^2}{\omega k_2}\left[(-1)^k\dfrac{1}{2} + \varepsilon_s + \varepsilon_c\right]. \end{cases} \tag{5}$$

La pornirea integrării (de fapt la pornirea invertorului), toate condiţiile iniţiale sînt nule. Această secvenţă se termină în momentul τ_1, cînd curentul ν se anulează.

În secvenţa oscilaţiei libere amortizate, ecuaţiile (3) se pot scrie:

$$\frac{d\varepsilon_s}{dt} = -\omega\nu_s; \quad \frac{d\nu_s}{dt} = \frac{\omega_0^2}{\omega}\varepsilon_s - 2\delta\nu_s, \tag{6}$$

cu condiţiile iniţiale:

$$\varepsilon_s(0) = \varepsilon_s(\tau_1); \quad \nu_s(0) = \nu_s(\tau_1). \tag{6a}$$

Oscilaţia liberă durează pînă la terminarea semiperioadei $T_s/2$ a tensiunii de sarcină ε_s, care are loc la timpul τ_2, socotit de la începerea oscilaţiei libere.

În studiul efectuat s-a urmărit o modalitate suplimentară de reglare a puterii prin defazaj; s-a constatat că reglajul devine eficient dacă se introduce un defazaj α, cu care curentul ν din circuitul de comutaţie să fie decalat înaintea tensiunii de sarcină ε_s. Invertorul poate porni doar cu condiţia $\alpha = 0$. După stabilirea regimului permanent ($\alpha = 0$) se trece la defazaj $\alpha \neq 0$; în toate tactele, cu excepţia primei conectări, secvenţa oscilaţiei forţate va avea condiţiile iniţiale:

$$\nu_s(0) = \nu_s(\tau_2); \quad \varepsilon_s(0) = \varepsilon_s(\tau_2);$$

$$\varepsilon_c(0) = \varepsilon_c(\tau_1); \quad \nu(0) = 0. \tag{5a}$$

Pe parcursul tuturor tactelor şi secvenţelor se va calcula tensiunea pe unul din tiristoarele schemei:

$$\varepsilon_{T1} = \frac{1}{2} + \varepsilon_s + \varepsilon_c, \tag{7}$$

care va avea variaţie identică (decalată în timp) cu celelalte tiristoare ale schemei.

2. Efectuarea studiului pe calculatorul numeric

Sistemele de ecuaţii diferenţiale (5) şi (6), cu condiţiile iniţiale (5 a) şi (6 a) s-au integrat cu metoda numerică Runge-Kutta, pentru a se urmări atît procesul tranzitoriu, cît şi cel permanent al funcţionării invertorului. Variabilele dependente ε_s, ν_s, ε_c şi ν s-au notat, în această ordine, cu $Y(I)$, $I = 1{,}4$. În program, variabila întreagă K indică numărul curent al trecerii în conducţie a tiristoarelor (tactul), iar variabila întreagă N poate lua valorile 1, 2 şi 3 funcţie de celula invertoare în stare de funcţionare (în serie se află condensatoarele de comutaţie C_{k1}, C_{k2} respectiv C_{k3}). În timp ce unul din aceste condensatoare se reîncarcă printr-un proces oscilant, celelalte două rămîn încărcate, asigurînd blocarea tiristoarelor corespunzătoare.

Schema logică a programului principal este dată în figura 3. Din calculele efectuate a reieşit că procesul de pornire cu $\alpha = 0$ se termină după cîteva cicluri complete ($K = 24$). Întrucît pornirea poate avea loc numai cu defazaj nul, atît în schema logică a subrutinei, cît şi în schema de comandă realizată, după numărarea celor 24 tacte se trece la un defazaj capacitiv α forţat, prin care curentul ν se decalează înaintea tensiunii de sarcină ε_s. Calculele s-au efectuat la frecvenţele de bază de 5 kHz şi 8 kHz pentru valorile coeficienţilor $k_1 = 0{,}1$; 0,15; 0,2 respectiv $k_2 = 7{,}5$; 5; 3,75.

Variaţia curenţilor şi a tensiunilor invertorului este dată în figura 4 pentru regimul cel mai deformant ($\delta/\omega_0 = 0{,}25$, adică la sarcină nominală) şi un defazaj capacitiv $\alpha = 60°$.

Se constată că chiar la cel mai deformant regim, tensiunea de sarcină ε_s şi curentul de sarcină ν_s au o variaţie foarte apropiată de sinusoidă. Regimul permanent al invertorului se stabileşte după aproximativ 30 de tacte, socotite din momentul trecerii la defazaj nenul; aceasta înseamnă că la frecvenţa de 8 kHz procesul de pornire, de altfel sigur în orice situaţie, are durata de sub 6 ms.

Tensiunea de blocare inversă a tiristoarelor trebuie să se menţină negativă un interval de timp $t_b > T_s$, pentru ca principiul divizării timpului să se valorifice. Din condiţia $|\varepsilon_{cm}| > 0{,}5 + \varepsilon_{sm}$ [2], rezultă că pentru a bloca sigur tiristoarele invertorului şi la pornire, şi

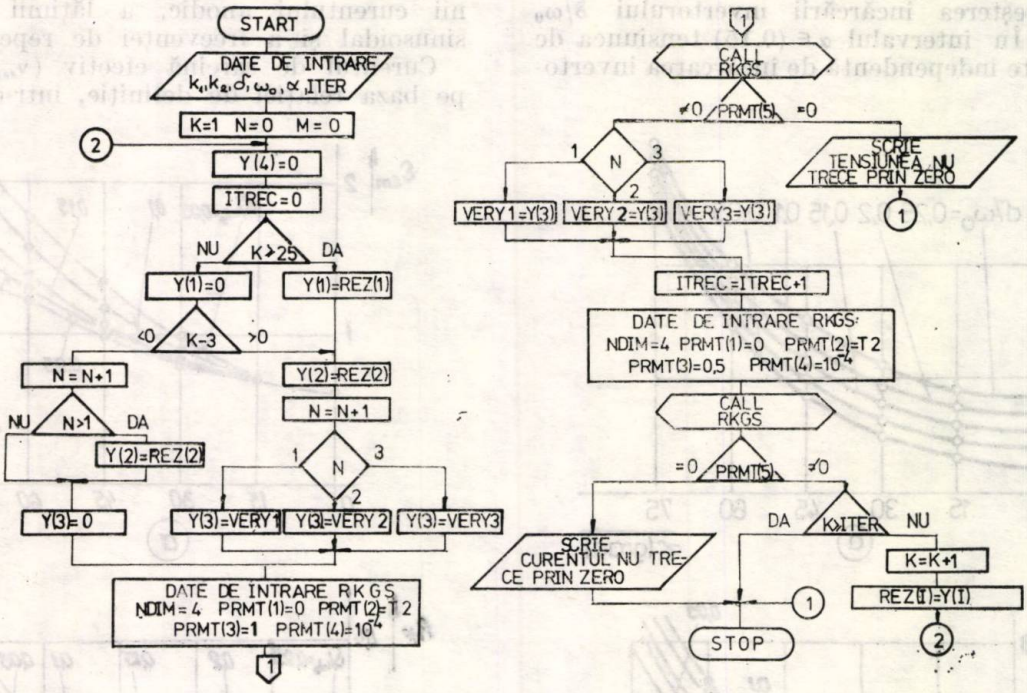


Fig. 3. Schema logică a programului principal.

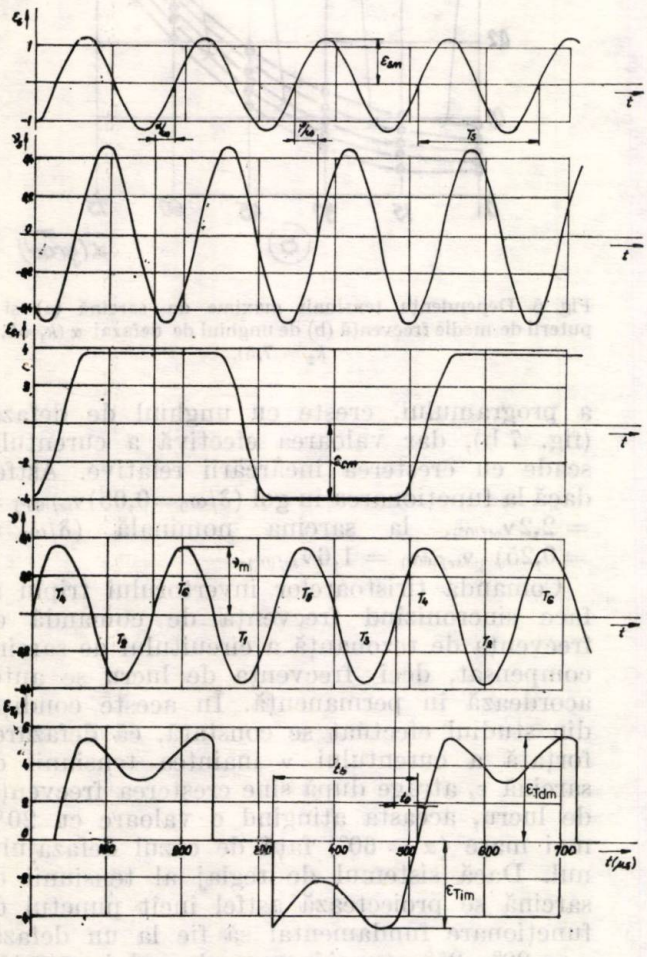


Fig. 4. Curbele de variație în timp a principalelor mărimi ale invertorului pentru $k_1 = 0{,}1$; $k_2 = 7{,}5$; $\alpha = 60°$; $\delta/\omega_0 = 0{,}25$.

în regim permanent, coeficientul k_1 trebuie să aibă valori mai mici de 0,2; cu cît k_1 are valoare mai mică, cu atît solicitarea în tensiune a elementelor schemei (la $\alpha = \text{const}$) este mai mare. Prin modificarea unghiului α de la zero la 75°, elementele pasive ale schemei fiind nemodificate, se înregistrează o creştere accentuată a tensiunii maxime pe condensatoarele de comutaţie C_k (fig. 5 a), atingînd valoarea de $\varepsilon_{cm(75°)} = 5\ \varepsilon_{cm(0°)}$.

Odată cu creşterea tensiunii pe condensatoare, creşte şi tensiunea maximă de blocare directă ε_{Tdm} şi inversă ε_{Tim} pe tiristoarele invertorului. La unghiuri de defazaj α mari curbele tensiunilor de blocare (fig. 5 b) iau alură exponenţială. Este neraţională o schemă de invertor în care solicitarea la tensiune depăşeşte valoarea de $(5 \ldots 6)U_a$; din curbele figurii 5 b se constată că un reglaj al unghiului de defazaj este raţional numai în intervalul $\alpha \in (0{,}45°)$, în care tensiunile de blocare ating valorile maxime $\varepsilon_{Tim(45°)} = 4{,}8$; respectiv, $\varepsilon_{Tdm(45°)} = 5{,}8$; ($\varepsilon_{Tdm} = 1 + \varepsilon_{Tim}$), valori valabile pentru $k_1 = 0{,}1$.

Scopul final al introducerii defazajului forţat este de a cerceta în ce măsură se poate regla tensiunea de sarcină şi puterea de medie frecvenţă, deoarece după cum se indică [3], în instalaţiile de călire prin inducţie regimul termic de încălzire a pieselor este optim, dacă pe durata încălzirii se menţine tensiunea sau puterea de medie frecvenţă (MF) constantă.

Căderea de tensiune pe elementele serie ale invertorului creşte odată cu creşterea unghiului α, ceea ce duce la scăderea tensiunii de sarcină

ε_s cu creşterea încărcării invertorului δ/ω_0 (fig. 6 a). În intervalul $\alpha \in (0,15)$ tensiunea de sarcină este independentă de încărcarea invertorului.

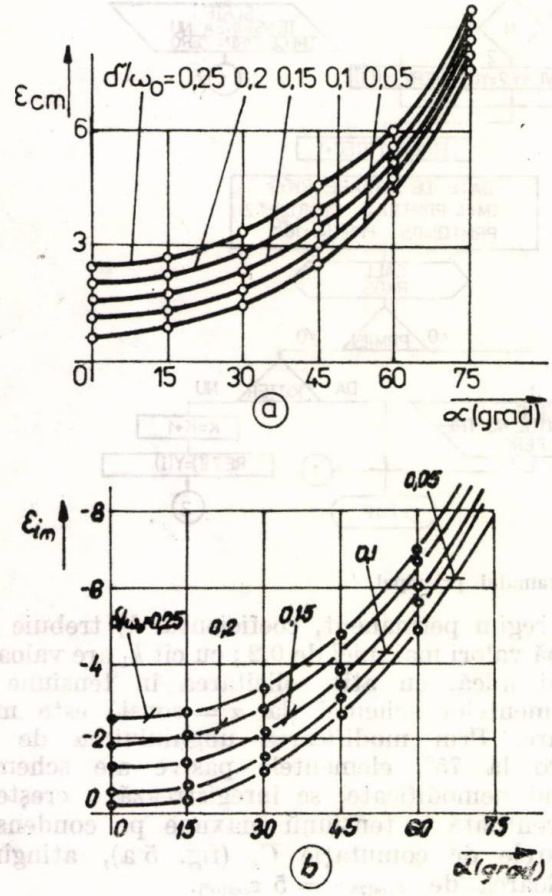


Fig. 5. Variaţia tensiunii maxime pe condensatoarele de comutaţie (a) şi a tensiunii de blocare inverse maxime (b) în funcţie de unghiul de defazaj α ($k_1 = 0,1$; $k_2 = 7,5$).

Puterea de medie frecvenţă relativă se calculează într-una din subrutine, în regim stabilizat, pe baza relaţiei :

$$p_{MF} = \frac{P_{MF}}{U_a^2 \omega C} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \varepsilon_s \nu_s \, dt. \qquad (8)$$

Această putere depinde liniar de încărcarea relativă şi creşte neliniar cu creşterea defazajului, încît se ajunge la $\alpha = 75°$ la $p_{MF(75°)} = 5p_{MF(0°)}$, (fig. 6 b). Ţinînd seama de observaţia făcută cu privire la limitarea tensiunii maxime pe tiristoare, în intervalul de reglaj raţional $\alpha \in (0,45°)$, puterea se poate regla în limitele (1...2,2), iar tensiunea de sarcină în limitele (1...1,6), faţă de valorile la defazaj nul.

Curbele din figura 7 a, care prezintă variaţia amplitudinii oscilaţiei cvasisinusoidale a curentului prin unul din tiristoare (ν_m), servesc nemijlocit la proiectarea schemei de putere, întrucît în regimul de frecvenţă înaltă, în care lucrează, tiristoarele se aleg pe baza amplitudinii curentului anodic, a lăţimii impulsului sinusoidal şi a frecvenţei de repetiţie [7].

Curentul de sarcină efectiv (ν_{sef}), calculat pe baza relaţiei de definiţie, într-o subrutină

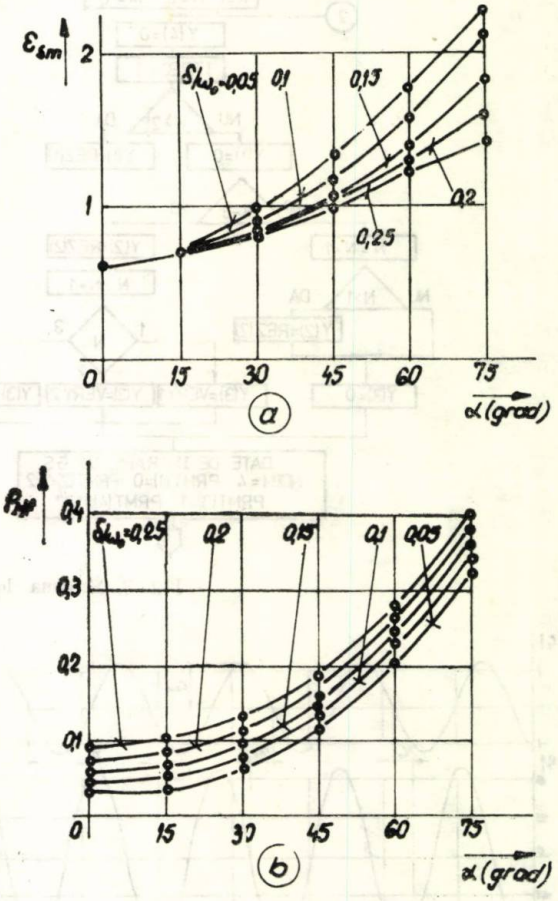


Fig. 6. Dependenţa tensiunii maxime de sarcină (a) şi a puterii de medie frecvenţă (b) de unghiul de defazaj α ($k_1 = 0,1$; $k_2 = 7,5$).

a programului, creşte cu unghiul de defazaj (fig. 7 b), dar valoarea efectivă a curentului scade cu creşterea încărcării relative. Astfel, dacă la funcţionarea în gol ($\delta/\omega_0 = 0,05$) $\nu_{sef(60°)} = 2,2\nu_{sef(0°)}$, la sarcina nominală ($\delta/\omega_0 = 0,25$) $\nu_{sef(60°)} = 1,6\nu_{sef(0°)}$.

Comanda tiristoarelor invertorului triplu se face sincronizînd frecvenţa de comandă cu frecvenţa de rezonanţă a circuitului de sarcină compensat, deci frecvenţa de lucru se autoacordează în permanenţă. În aceste condiţii, din studiul efectuat se constată, că defazarea forţată a curentului ν înaintea tensiunii de sarcină ε_s atrage după sine creşterea frecvenţei de lucru, aceasta atingînd o valoare cu 20% mai mare ($\alpha = 60°$) faţă de cazul defazajului nul. Dacă sistemul de reglaj al tensiunii de sarcină se proiectează astfel încît punctul de funcţionare fundamental să fie la un defazaj $\alpha = 20° - 25°$, atunci în gama de reglaj $\alpha \in (0,45°)$ variaţia de frecvenţă nu depăşeşte valoarea de ≙8%.

3. Realizarea practică a invertorului triplu

La solicitarea întreprinderii „Tractorul" — Braşov s-a proiectat şi s-a construit, pe baza studiului prezentat mai înainte, un invertor triplu cu divizare de timp, la puterea de 50 kW şi frecvenţa de bază de 8 kHz, cu scopul alimentării unui post de călire cu curenţi de medie frecvenţă. În proiectare, prima problemă este alegerea transformatorului de adaptare şi cal-

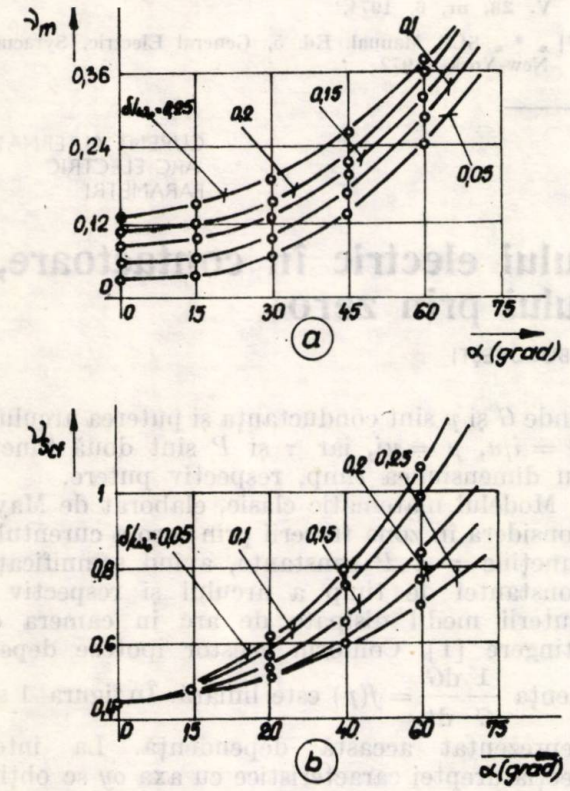


Fig. 7. Curentul maxim prin tiristor (a) şi curentul efectiv prin sarcină (b) funcţie de defazajul α ($k_1 = 0{,}1$; $k_2 = 7{,}5$).

cularea schemei echivalente serie R, L, care cuprinde şi inductorul de călire, întrucît toate elementele circuitului de putere se calculează pe baza coeficienţilor k_1, k_2, iar solicitările la tensiune şi curenţi tot pe baza mărimilor respective raportate.

Din calcule rezultă că puterea solicitată se poate atinge prin alimentarea invertorului de la reţeaua de 3 × 380 V prin intermediul unui redresor de putere necomandat şi reglarea puterii prin defazaj forţat. S-a folosit transformatorul de călire TMC 8 000/III, care cu inductorii utilizaţi necesită o baterie de condensatoare reglabilă în gol de $C = (35 \ldots 70)$ μF. Condensatoarele de divizare a tensiunii de alimentare continuă ($C_1 = C_2$) s-au ales cu valorile $C_1 \geq 6C$ şi valoare concretă de 400 μF. Din condiţia $k_1 < 0{,}2$ condensatoarele de comutaţie C_{ki} formează o baterie reglabilă cu valori de (4...12) μF. Bobinele de comutaţie L_{ki} s-au dimensionat pe baza condiţiei (1), avînd trei trepte de valori: 35; 49; 70 μH.

Tiristoarele invertorului s-au dimensionat pe baza curbelor din figurile 5 b, 6 b şi 7 a, fiind necesară înserierea a cîte trei tiristoare de 170 A, 1 200 V, $t_q = 20$ μs, deoarece tensiunea de blocare directă, la defazajul $\alpha = 45°$ este de 2 300 V.

Instalaţia constă din trei unităţi constructive (fig. 8): dulapul invertor (tiristoarele şi bobinele de comutaţie), dulapul redresor (bobina de şoc,

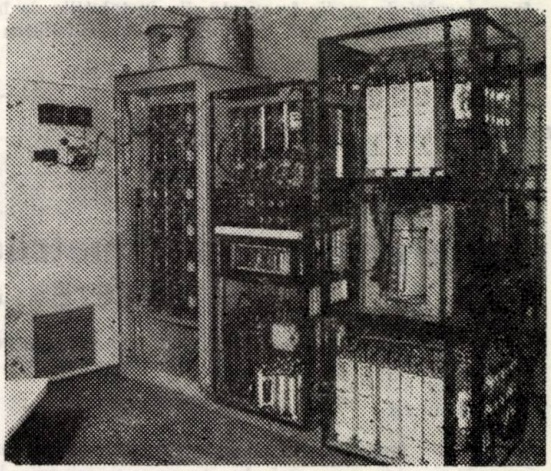


Fig. 8. Vedere de ansamblu a instalaţiei de călire de 50 kW, 8 kHz, cuprinzînd invertorul triplu cu divizare de timp.

condensatoarele de divizare, redresorul cu diode, sistemul de comandă, semnalizare, protecţie) şi dulapul de sarcină (transformator de călire, condensatoarele de comutaţie şi condensatoarele de compensare). În decursul experienţelor şi a probelor tehnologice, prin măsurările efectuate se confirmă rezultatele studiului teoretic cu erori de ±7%, care se datoresc şi neglijării fenomenelor de comutaţie din tiristoare şi a parametrilor conductoarelor de legătură în interiorul invertorului.

4. Concluzii

a. Invertorul triplu de medie frecvenţă prezentat permite atingerea cu uşurinţă a frecvenţelor audio, necesare proceselor de încălzire prin inducţie pentru călire.

b. Fiind un invertor cu elemente oscilante serie, pornirea este sigură în toate regimurile de funcţionare.

c. Tot datorită elementelor serie, tensiunile de blocare ale tiristoarelor ating valori relativ mari de pînă la şase ori tensiunea de alimentare continuă.

d. Reglarea puterii invertorului se poate realiza pe două căi distincte:

— prin variaţia tensiunii de alimentare continuă U_a utilizînd un redresor comandat şi menţinerea în fază a tensiunii de sarcină şi curentului prin tiristoare;

— prin menţinerea la valoare constantă a tensiunii de alimentare continuă şi defazarea forţată a curentului, prin tiristoare, înaintea tensiunii de sarcină.

Bibliografie

[1] *Székely, I.* Studiul invertorului monocelulă de medie frecvenţă cu tiristoare cu oscilaţii amortizate. In : Electrotehnica, electronica şi automatica nr. 3, apr. 1980.

[2] *Székely, I.* Studiul invertoarelor cu tiristoare şi al transformatorului de medie frecvenţă din instalaţiile de încălzire prin inducţie. Teză de doctorat, Universitatea din Braşov, 1978.

[3] *Rogacev, A. A.* Sravnenie sistem stabilizaţii vihodnogo napriajenia istocinika pitania ustanovok indukţionnogo nagreva. In : Elektricestvo, nr. 11, 1975.

[4] *Revankar, G. N., Vijaj, A. P.* Time-Sharing High Frequency Inverter Circuit. IEEE Transactions IECI, V, **21**, nr. 3, 1974.

[5] *Nagy, I.* Solid state high frequency power supply for induction heating. In : Elektrowärme International, **31**, nr. 4, 1973.

[6] * * * Thyristorwechselrichter für die Induktive Erwärmung im Bereich von 500 Hz bis 50 kHz. In : Elektrie, **V. 28**, nr. 6, 1974.

[7] * * * SCR Manual. Ed. 5, General Electric, Syracuse, New-York, 1972.

CZ 621.3.014:621.3.066.3

CURENT ALTERNATIV
ARC ELECTRIC
PARAMETRI

Determinarea parametrilor arcului electric în contactoare, la trecerea curentului prin zero

MIHAI POPESCU* — BUCUREŞTI

Introducere

Stingerea arcului electric de curent alternativ se produce în general la trecerea naturală a curentului prin zero, fiind influenţată de ansamblul de fenomene din camera de stingere, precum şi de caracteristicile reţelei.

Analiza fenomenelor din arcul electric în jurul trecerii curentului prin zero prezintă interes în stabilirea unor criterii calitative şi cantitative de stingere. Cu ajutorul unor astfel de criterii se poate determina influenţa diverşilor parametri asupra stingerii arcului electric, în scopul creşterii eficienţei dispozitivelor de stingere [1].

În lucrare se studiază arcul electric în jurul trecerii curentului prin zero, cu referire concretă la procesul deconectării unui circuit de către un contactor de joasă tensiune. Este prezentată evoluţia tensiunii arcului înainte de trecerea curentului prin zero, acceptînd ipotezele variaţiei liniare a curentului, conservării constantei de timp şi variaţiei puterii disipate de arc în camera de stingere.

Determinarea parametrilor arcului electric la trecerea curentului prin zero se face pornind de la oscilogramele tensiunii şi curentului prin utilizarea regresiei matematice.

1. Ecuaţia arcului electric în zona trecerii curentului prin zero

Ecuaţia generală a arcului electric în regim dinamic este [1, 2, 3]:

$$\frac{1}{G}\frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{\tau}\left(\frac{p}{P} - 1\right), \qquad (1)$$

unde G şi p sînt conductanţa şi puterea arcului : $G = i/u$, $p = ui$, iar τ şi P sînt două funcţii cu dimensiunea timp, respectiv putere.

Modelul matematic clasic, elaborat de Mayr, consideră în zona trecerii prin zero a curentului funcţiile τ şi P constante, avînd semnificaţia constantei de timp a arcului şi respectiv a puterii medii disipate de arc în camera de stingere [1]. Conform acestor ipoteze dependenţa $\frac{1}{G}\frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}t} = f(p)$ este liniară. În figura 1 s-a reprezentat această dependenţă. La intersecţia dreptei caracteristice cu axa *oy* se obţine

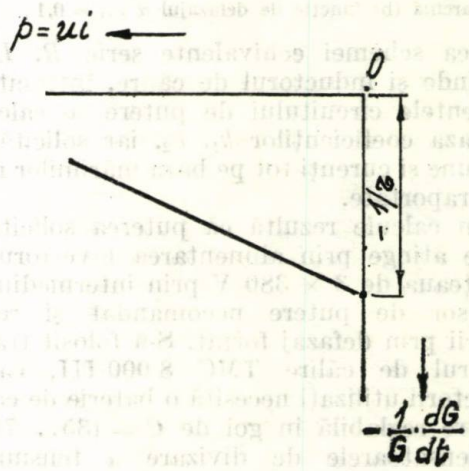


Fig. 1. Relativ la ipoteza Mayr.

un segment de mărime $1/\tau$. Este evident că, prin evaluarea mărimilor $\frac{1}{G}\frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}t}$ şi p din oscilogramele curentului şi tensiunii urmată

* ing. *Popescu, M.* este asistent la Catedra de măsuri şi aparate electrice din Institutul Politehnic — Bucureşti.

de reprezentarea dreptei se pot determina parametrii caracteristici arcului τ și P.

Dacă se consideră că în zona trecerii curentului prin zero, variația acestuia este liniară, de forma:

$$i = at = \left.\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right|_{t=0} \cdot t, \qquad (2)$$

atunci ecuația (1) se poate integra și se obține evoluția conductanței, respectiv a tensiunii arcului în acest interval [1,4]. În figura 2 s-au reprezentat curentul și tensiunea arcului în mărimi relative, considerînd că arcul se reaprinde.

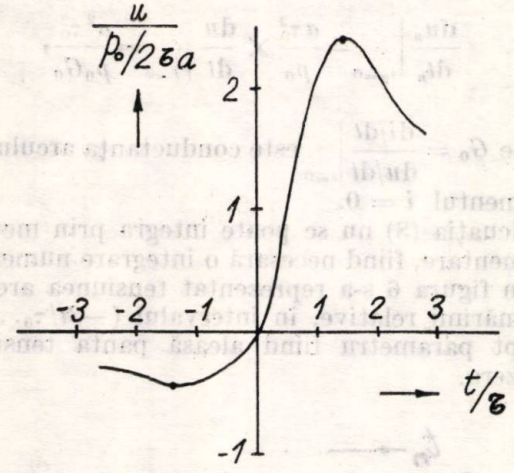


Fig. 2. Evoluția tensiunii arcului la trecerea curentului prin zero.

Studii ulterioare arată limitele modelului Mayr [5], precum și ale altor modele ce pornesc de la ipoteze microscopice.

Cercetări mai recente [3, 6] abordează arcul electric ca un fenomen global caracterizat de mărimi macroscopice. În domeniul trecerii curentului prin zero, la un întreruptor de înaltă tensiune cu aer comprimat, datele experimentale relevă o dependență a mărimilor τ și P de conductanța arcului avînd forma:

$$\tau = k_1 G^{-0,14}; \quad P = k_2 G^{0,57}. \qquad (3)$$

Rezolvarea ecuației arcului (1), ținînd seama de această dependență, conduce la rezultate conforme cu experimentul. În relația (3) se observă că legătura este de natură corelațională, în sensul că, mărimile nu sînt de aceeași natură (constantele k_1 și k_2 sînt dimensionale) și că funcția τ este slab dependentă de conductanță, în raport cu funcția puterii disipate P.

În scopul descrierii arcului electric în contactoare, în cele ce urmează se utilizează ecuația generală (1), urmînd ca forma funcțiilor τ și P să fie precizată din analiza datelor experimentale.

2. Analiza evoluției arcului într-un contactor de joasă tensiune

Se consideră circuitul monofazat de curent alternativ cu sarcină R, L, C, prezentat în figura 3, echivalent motorului asincron la deconectare în regim AC—4.

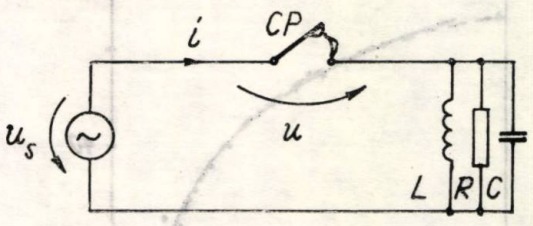


Fig. 3. Schema echivalentă a circuitului.

Oscilograma caracteristică deconectării este prezentată în figura 4, curentul întrerupt avînd valoarea $I = 78$ A_{ef} la o tensiune $U = 220$ V_{ef}. Din această oscilogramă s-au extras valorile curentului și tensiunii într-un interval

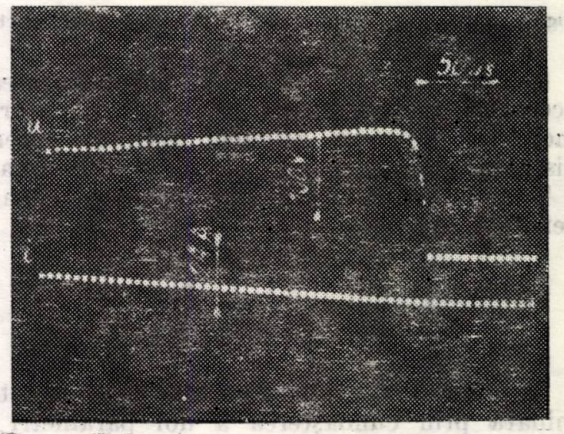


Fig. 4. Oscilogramă caracteristică de deconectare.

de circa 70 μs cu care s-au calculat mărimile $\frac{1}{G}\frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}t}$ și p reprezentate în figura 5.

Se observă că în zona anterioară trecerii curentului prin zero arcul electric are o comportare diferită de modelul Mayr întrucît dependența nu este liniară.

Pentru modelarea arcului electric în contactoare înainte de trecerea curentului prin zero se acceptă următoarele ipoteze:

a — curentul variază liniar (oscilograma);

b — funcția τ este o constantă $\tau = \tau_0$ (constanta de timp a arcului), ipoteză ce reprezintă o extindere a rezultatelor din aparatele de înaltă tensiune, la care mediul de stingere este aerul;

c — funcția P a puterii cedate de către arc în camera de stingere se consideră proporțională cu puterea arcului conform relației:

$$P = p + p_0, \qquad (4)$$

unde p este puterea introdusă în arc iar, p_0 o constantă ce reprezintă puterea disipată în momentul trecerii curentului prin zero.

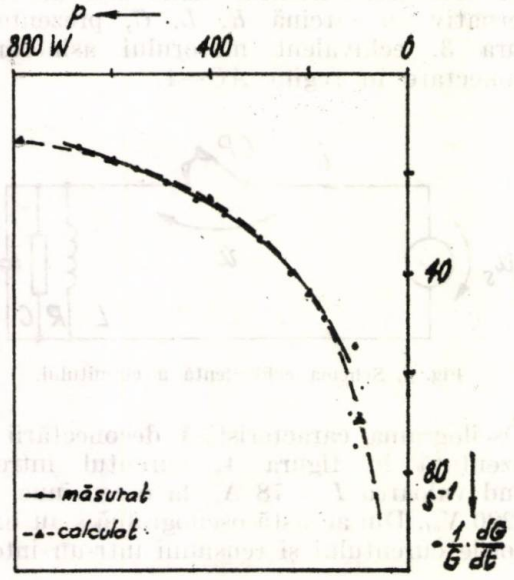


Fig. 5. Relativ la comportarea reală a arcului electric.

Semnificaţia fizică a acestei dependenţe este aceea că în zona curentului scăzător, datorită inerţiei termice a coloanei arcului, puterea disipată este superioară puterii introduse în arc.

Ţinînd seama de aceste ipoteze, ecuaţia generală (1) devine :

$$\frac{1}{G}\frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}t} = -\frac{1}{\tau_0}\cdot\frac{p_0}{p+p_0}. \qquad (5)$$

Se observă că evoluţia arcului poate fi determinată prin cunoaşterea a doi parametri τ_0 şi p_0, similar modelului Mayr. Diferenţa constă în aceea că în cazul modelului Mayr p_0 reprezintă valoarea constantă a puterii disipate de arc în zona trecerii curentului prin zero, iar în relaţia (5) p_0 este valoarea punctuală a puterii disipate (care nu este constantă în timp) în momentul $i = 0 (t = 0,\ p = 0)$.

Ecuaţia arcului nu poate fi folosită pentru caracterizarea sa după trecerea curentului prin zero, în scopul studiului reaprinderii, întrucît ipotezele **a** şi **c** nu mai corespund.

3. Evoluţia tensiunii arcului

Pentru a determina forma de undă a tensiunii arcului înainte de trecerea curentului prin zero se explicitează membrul stîng al ecuaţiei (5) şi se consideră variaţia liniară a curentului obţinîndu-se :

$$i = at;\quad \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \frac{u}{t} + \frac{p_0 u}{\tau_0(uat + p_0)},\quad t \leqslant 0. \qquad (6)$$

Se normează apoi variabilele :

$$u_n = \frac{u}{p_0/\tau_0 a}\qquad t_n = \frac{t}{\tau_0} \qquad (7)$$

şi ecuaţia devine :

$$\frac{\mathrm{d}u_n}{\mathrm{d}t_n} = \frac{u_n}{u_n t_n + 1} + \frac{u_n}{t_n}. \qquad (8)$$

Pentru integrare este necesară precizarea condiţiilor de limită şi anume :

— valoarea tensiunii $u_n(0) = 0$;

— valoarea pantei tensiunii la trecerea curentului prin zero :

$$\left.\frac{\mathrm{d}u_n}{\mathrm{d}t_n}\right|_{t_n=0} = \frac{a\tau_0^2}{p_0} \times \left.\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right|_{t=0} = \frac{a^2\tau_0^2}{p_0 G_0}, \qquad (9)$$

unde $G_0 = \left.\dfrac{\mathrm{d}i/\mathrm{d}t}{\mathrm{d}u/\mathrm{d}t}\right|_{t=0}$ este conductanţa arcului în momentul $i = 0$.

Ecuaţia (8) nu se poate integra prin metode elementare, fiind necesară o integrare numerică.

În figura 6 s-a reprezentat tensiunea arcului în mărimi relative, în intervalul $(-3t/\tau_0 \ldots 0)$, drept parametru fiind aleasă panta tensiunii la zero.

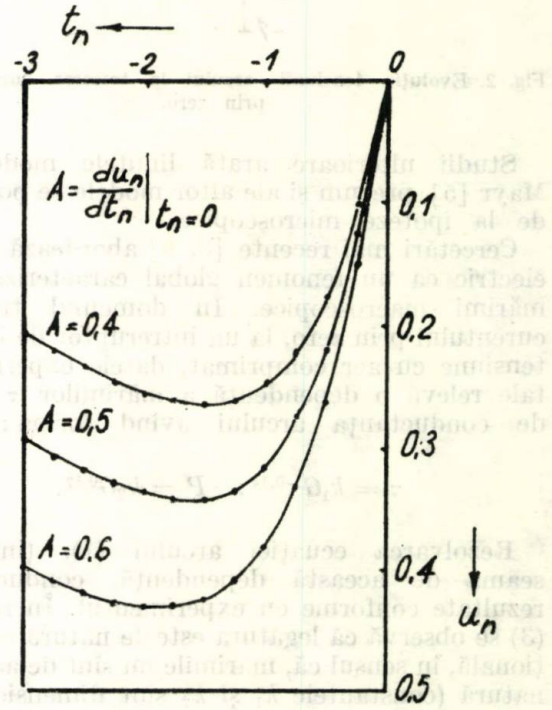


Fig. 6. Tensiunea arcului înainte de trecerea curentului prin zero în ipoteza variaţiei puterii disipate.

Se observă evoluţia tensiunii arcului specifică vîrfului de stingere, a cărui amplitudine este determinată de parametrii arcului electric

Astfel, în ipoteza conservării mărimilor τ_0, a, p_0 la două deconectări, o valoare mai mare a tensiunii la vîrful de stingere implică o conductanţă G_0 mai mică, deci condiţii mai bune de stingere.

Soluţia ecuaţiei (8) este mai generală decît soluţia Mayr la care valoarea $A = \frac{a^2\tau_0^2}{p_0 G_0} = 0{,}5$ rămîne constantă dacă τ_0, a, p_0 se conservă.

4. Determinarea parametrilor arcului electric la trecerea curentului prin zero, din datele experimentale

Se folosesc următoarele notaţii:

$$y = -\frac{1}{G}\frac{dG}{dt}, \quad x = p = ui \tag{10}$$

şi ecuaţia (5) devine:

$$y = \frac{p_0}{\tau_0(x + p_0)}. \tag{11}$$

Prin oscilografierea curentului şi tensiunii arcului se pot obţine, după o prelucrare preliminară, un set de valori ale mărimilor x, y, notate x_k, y_k $k = 1 \div n$.

Determinarea parametrilor τ_0 şi p_0 din relaţia (11) nu se poate face uşor, folosind metoda celor mai mici pătrate, întrucît dependenţa $y = f(x)$ este neliniară.

Se explicitează variabila x:

$$x = \frac{p_0}{\tau_0 y} - p_0 \tag{12}$$

şi după schimbarea de variabilă $z = 1/y$ se obţine relaţia:

$$x = \frac{p_0}{\tau_0} z - p_0, \tag{13}$$

care este liniară.

Pentru o dreaptă de forma $x = cz + d$, coeficienţii c şi d se determină prin metodele statisticii matematice (regresie liniară) [7] cu formulele:

$$c = \frac{\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} x_k z_k - \bar{x}\bar{z}}{\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} z_k^2 - (\bar{z})^2}, \quad d = \bar{x} - c\bar{z}, \tag{14}$$

unde:

$$\bar{x} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} x_k, \quad \text{iar:} \quad \bar{z} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} z_k.$$

Prin identificare se obţin ecuaţiile care permit calculul parametrilor arcului:

$$p_0 = c\bar{z} - \bar{x}, \tag{15}$$

$$\tau_0 = \frac{p_0 \bar{z}}{\bar{x} + p_0}. \tag{16}$$

În scopul exemplificării metodei, datele din figura 4 au fost prelucrate preliminar şi reprezentate în figura 5, iar cu formulele (15), (16) s-au calculat mărimile $p_0 = 70{,}2$ W şi $\tau_0 = 5{,}88$ μs.

Plecînd de la valorile obţinute s-a calculat curba caracteristică dependenţei $\frac{1}{G}\frac{dG}{dt} = f(p)$, reprezentîndu-se rezultatele, pentru comparaţie, tot în figura 5. Concordanţa între cele două curbe atestă valabilitatea ipotezelor de calcul.

5. Concluzii

Caracterizarea arcului electric în zona trecerii prin zero a curentului s-a făcut cu ajutorul ecuaţiei generale a arcului în regim dinamic, în ipotezele conservării constantei de timp şi a dependenţei liniare a puterii disipate de arc în camera de stingere de puterea arcului.

Aceasta se justifică fizic prin faptul că în zona curentului scăzător, datorită inerţiei termice a coloanei arcului, puterea disipată de arc este superioară puterii introduse în arc.

Determinarea parametrilor arcului τ_0 şi p_0 se poate face din datele experimentale utilizînd metoda regresiei liniare, iar pentru simplificarea calculelor este indicată utilizarea calculatorului numeric.

Bibliografie

[1] *Horlopan, G.* Aparate electrice-teorie, proiectare încercări Bucureşti, E.D.P. 1972.

[2] *Pietsch, G.* Modelle zur beschreibung von schaltlichtbögen. In: Hochspannungtechnisches Kolloquium — 1 Juli R.W.T.H. Aachen, 1977.

[3] *Pietsch, G., Rijanto, M., Thiel, H.* Schaltlichtbögen in electrischen Netz. In: E.T.Z.—A Bd. **96** 1975, p. 222—226.

[4] *Slamecka, E.* Prufung von Hochspannungs Leistungsschaltern. Springer. Verlag, Berlin, Heidelberg, New-York, 1966.

[5] *Legros, W.* Mise au point des differents théories d'arc apparaisant dans un disjoncteur in Revue E. **vol VII**, 1972, nr. 1, pag. 1—8.

[6] *Rijanto, H.* Ein experimentelles Verfahren zur Bestimmung von Lichtbogenkenngrössen-Stromüberlagerungsverfahren Diss. T.U., Hannover, 1975.

[7] *Rumşinschi, L.* Prelucrarea matematică a datelor experimentale, Ed. tehn. Bucureşti, 1974.

CZ 621.318.4

RESOLVERE
ÎNFĂŞURĂRI SINUSOIDALE
OPTIMIZARE

Optimizarea distribuţiei înfăşurărilor sinusoidale concentrice

GHEORGHE MAFTEI, TUDOR URSU* — BUCUREŞTI

Distribuţia sinusoidală a înfăşurărilor transformatoarelor rotative este problema de bază ce trebuie rezolvată la proiectarea unor asemenea micromaşini electrice.

Lucrarea propune o metodă de optimizare a înfăşurărilor sinusoidale concentrice şi stabileşte coeficienţii de distribuţie a spirelor unei faze pe bobine.

Introducere

Sub acest nume sînt cunoscute în literatura de specialitate [1] înfăşurările care echipează ambele armături ale resolverelor (transformatoare rotative), synchro-resolverelor şi armătura rotor a transsolverelor bipolare.

Parametrii caracteristici ai acestor micromaşini electrice — eroare unghiulară şi tensiune de nul — pot fi minimizaţi numai prin epuizarea tuturor resurselor pe care le oferă o înfăşurare de tip sinusoidal.

Această cerinţă se impune îndeosebi componentelor de talie mică (diametrul exterior exprimat în zecimi de inches) 5, 8, 11, ale căror armături au, în general, 12 crestături (rotorul) şi 16 crestături (statorul).

Ipotezele simplificatoare, folosite la studiul cîmpului magnetic generat de înfăşurări, parcurse de curenţi sinusoidali, rămîn valabile în studiul înfăşurărilor sinusoidale concentrice, întrucît micromaşinile echipate cu aceste înfăşurări nu prezintă saturaţia miezurilor magnetice, folosesc cele mai bune materiale magnetice moi, tolele se obţin prin ştanţare fină asigurînd o divizare de înaltă precizie, acoperirea tolelor se face prin oxidare, împachetarea se realizează cu răşini depuse în cîmp electrostatic, se omogenizează circuitul magnetic prin rotirea cu un pas dentar, în acelaş sens, a două tole vecine în pachet, întrefierul se stabileşte în gama 30—60 μm, iar armăturile sînt prelucrate prin operaţii mecanice ce introduc eforturi interne minime.

1. Modelul matematic

Prin alimentarea unei faze a unei înfăşurări bipolare, în punctul curent de coordonată unghiulară θ din întrefierul maşinii, se stabileşte inducţia :

$$\bar{b}(\theta) = \sum_{i=1}^{\infty} (B_i \cos i\theta + \bar{B}_i \sin i\theta). \qquad (1)$$

La înfăşurările cu distribuţie sinusoidală continuă, prin îndeplinirea condiţiilor :

$$\frac{B_i}{B_1} = 0 \quad i \geqslant 2, \qquad (2)$$

$$\frac{\bar{B}_i}{B_1} = 0 \quad i \geqslant 1, \qquad (3)$$

funcţia (1) trece în cazul particular :

$$b(\theta) = B_1 \cos \theta. \qquad (4)$$

Prin dispunerea în crestături, înfăşurările clasice dau naştere în întrefier unei inducţii ce conţine armonici de dantură, astfel încît relaţiile de optimizare pentru o asemenea înfăşurare cu Z crestături ar putea fi :

$$\frac{B_i}{B_1} \searrow 0 \quad i \geqslant 2 \quad i \neq jZ \pm 1, \quad j = 1, 2\ldots \qquad (5)$$

$$\frac{\bar{B}_1}{B_1} \searrow 0 \quad i \geqslant 1. \qquad (6)$$

Pentru anumite topologii de înfăşurări, relaţiile (5) şi (6) pot deveni :

$$\frac{B_i}{B_1} = 0, \quad i \geqslant 2, \quad i \neq jZ \pm 1, \quad j = 1, 2,\ldots \qquad (7)$$

$$\frac{\bar{B}_i}{B_1} = 0, \quad i \geqslant 1. \qquad (8)$$

Un asemenea caz particular îl constituie înfăşurările bipolare concentrice cu $4K$ crestături.

Topologia unei astfel de înfăşurări (fig. 1) are următoarele particularităţi constructive :

a — bobinele ce au laturile în crestăturile $(j,\ 4K - j)$ şi $(2K - j,\ 2K + j)$ au fiecare cîte N_j conductoare, $j = 1, 2, \ldots, K$;

$$\text{b} - \sum_{j=1}^{K} N_j = \frac{W}{2},$$

unde : W este numărul de spire pe o fază.

* *Maftei, Gh.* şi *Ursu, T.* sînt ingineri la ICPE — Bucureşti

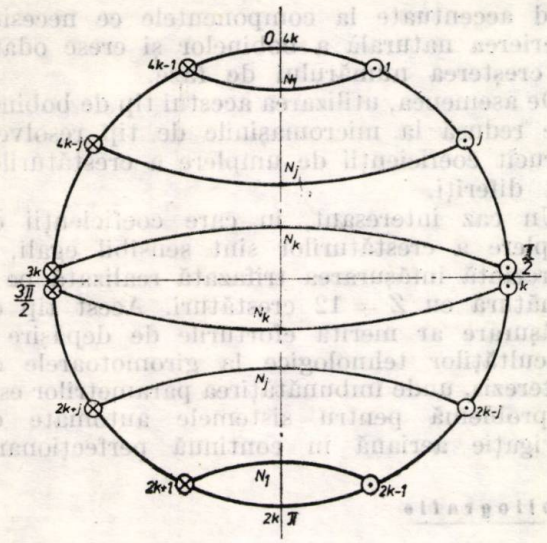


Fig. 1. Schema înfășurării sinusoidale cu centrice pentru $4K$ crestături.

2. Cîmpul magnetic produs în întrefierul mașinii de către una din fazele înfășurării sinusoidale concentrice bifazate

Bobina j (fig. 1), parcursă de curentul $i=I\sqrt{2}\sin\omega t$, produce în punctul θ din întrefierul mașinii, la momentul t_0, cîmpul magnetic [2]:

$$\begin{cases} b(\theta, t_0) = \dfrac{\mu_0 N_j I\sqrt{2}\sin\omega t_0}{\delta'} \cdot \dfrac{2}{\pi} \cdot \dfrac{2\pi - 2j\cdot\dfrac{2\pi}{4K}}{2\pi}; & \theta \in \left[0, j\dfrac{2\pi}{4K}\right) \cup \left((4K-j)\dfrac{2\pi}{4K}, 2\pi\right] \\ b(\theta, t_0) = -\dfrac{\mu_0 N_j I\sqrt{2}\sin\omega t_0}{\delta'} \cdot \dfrac{2}{\pi} \cdot \dfrac{2j\cdot\dfrac{2\pi}{4K}}{2\pi}; & \theta \in \left(j\dfrac{2\pi}{4K}, \pi\right] \cup \left[(4K-j)\dfrac{2\pi}{4K}, \pi\right), \end{cases} \tag{10}$$

unde δ' reprezintă întrefierul echivalent al mașinii și $j = 1, 2, \ldots 2K$.

Aplicînd principiul superpoziției [2] se obține inducția de dată către una din faze:

$$\begin{cases} \bar{b}(\theta, t_0) = \sum\limits_{i=j}^{K} N_j \dfrac{2}{\pi} \cdot \dfrac{\mu_0 I\sqrt{2}\sin\omega t_0}{\delta'}; & \theta \in \left((j-1)\dfrac{2\pi}{4K}, j\dfrac{2\pi}{4K}\right) \cup \left(2\pi - (j-1)\dfrac{2\pi}{4K}, 2\pi - j\dfrac{2\pi}{4K}\right) \\ \bar{b}(\theta, t_0) = -\sum\limits_{i=j}^{K} N_j \dfrac{2}{\pi} \cdot \dfrac{\mu_0 I\sqrt{2}\sin\omega t_0}{\delta'}; & \theta \in \left(\pi - (j-1)\dfrac{2\pi}{4K}, \pi - j\dfrac{2\pi}{4K}\right) \cup \left(\pi + (j-1)\dfrac{2\pi}{4K}, \pi + j\dfrac{2\pi}{4K}\right). \end{cases} \tag{11}$$

Funcția (11) respectă riguros condițiile (3), în plus are simetria funcției $\cos\theta$ pe cele 4 cadrane, indiferent de distribuția celor W spire în cele $2K$ bobine.

3. Metoda propusă pentru repartizarea optimă a spirelor pe bobină

Dacă pe dintele aflat între crestăturile $(j-1)$ și j se stabilește inducția:

$$\bar{b}(\theta, t_0) = \sum_{i=j}^{K} N_j \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 I\sqrt{2}\sin\omega t_0}{\delta'} = aA_j \cdot \frac{W}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 I\sqrt{2}\sin\omega t_0}{\delta'}; \tag{12}$$

$$\text{pentru } \theta \in \left((j-1)\frac{2\pi}{4K}, j\frac{2\pi}{4K}\right); \quad j = 1, 2, \ldots K,$$

atunci:

$$\sum_{i=j}^{K} \frac{N_i}{W} = \frac{aA_j}{2}; \quad j = 1, 2, \ldots K. \tag{13}$$

Prin descompunerea în serie Fourier a funcției (11), cu considerarea relațiilor (12) și (13), precum și a condițiilor suplimentare:

— primele $(K-1)$ armonici impare să fie nule;

— factorul de înfășurare al fundamentalei să fie cel al înfășurării cu distribuție sinusoidală continuă.

Se obține următorul sistem:

$$\sum_{j=1}^{K} \frac{A_j}{2n-1}\left[\sin(2n-1)j\frac{2\pi}{4K} - \sin(2n-1)(j-1)\frac{2\pi}{4K}\right] = \begin{cases} 16\,a, & n = 1 \\ 0, & n = 2, 3, \ldots K. \end{cases} \tag{14}$$

Sistemul format de ecuațiile (13), (14) și condiția suplimentară $aA_1 = 1$ determină, în mod univoc, repartiția celor W spire pe cele $2K$ bobine, astfel încît factorul de înfășurare al fundamentalei să fie $\frac{\pi}{4}$, iar toate armonicele, cu excepția celor de dantură, să fie nule.

Pentru cazul $Z = 12$, se obține soluția:

$$N_1 = \frac{W}{2}\frac{1}{\sqrt{3+2}}; \quad N_2 = \frac{W}{2}\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3+2}};$$

$$N_3 = \frac{W}{2}\frac{1}{\sqrt{3+2}}; \quad N_4 = \frac{W}{2}\frac{1}{\sqrt{3+2}};$$

$$N_5 = \frac{W}{2}\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3+2}}; \quad N_6 = \frac{W}{2}\frac{1}{\sqrt{3+2}}.$$

Urmînd aceeași metodică, se pot stabili relații de repartiție optimă și pentru înfășurările bipolare cu $2K$ crestături, precum și pentru înfășurările sinusoidale concentrice fără sărituri [3].

Concluzii

Prin optimizarea repartiției înfășurărilor sinusoidale de tip resolver se atenuează erorile datorate limitelor de proiectare și se îmbunătățesc performanțele acestor componente.

Înfășurarea poate fi realizată monofazat, bifazat sau trifazat, dificultățile tehnologice fiind accentuate la componentele ce necesită înserierea naturală a bobinelor și cresc odată cu creșterea numărului de faze.

De asemenea, utilizarea acestui tip de bobinaj este redusă la micromașinile de tip resolver, întrucît coeficienții de umplere a crestăturilor sînt diferiți.

Un caz interesant, în care coeficienții de umplere a crestăturilor sînt sensibil egali, îl reprezintă înfășurarea trifazată realizată pe o armătură cu $Z = 12$ crestături. Acest tip de înfășurare ar merita eforturile de depășire a dificultăților tehnologice la giromotoarele cu histerezis, unde îmbunătățirea parametrilor este o problemă pentru sistemele automate de navigație aeriană în continuă perfecționare.

Bibliografie

[1] *Hrușcev, V. V.* Elektriceskie mikromașini peremenogo toka dlea ustroistv avtomatiki, Leningrad Energiea, Leningradskoe otdelenie, 1969.

[2] *Gheorghiu, I, S.* și *Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, vol. 3 București, Ed. Academiei R.S.R., 1971.

[3] *Gavrilescu, C.* Factorii de înfășurare ai bobinajelor cu repartizare sinusoidală din transformatoarele rotative. In: E.E.A. — Electrotehnica, 27, nr. 3, aprilie, 1979, p. 110—114.

CZ 621.311.1: 621.317.7

REȚELE ENERGETICE
COSFIMETRU NUMERIC
GENERATOR CU SARCINĂ

Cosfimetru numeric cu triplă integrare

STOICA VASILE* — TIMIȘOARA

În instalațiile energetice este importantă măsurarea factorului de putere deși definirea acestuia nu se poate face în regim deformant al curenților sau tensiunilor. O măsurare a acestui factor se poate face cu un instrument numeric așa cum se arată în literatură [1], schema de măsură fiind însă greoaie și complicată. În cele ce urmează se prezintă o metodă originală de măsurare a cosinusului unghiului φ perioadă T, care utilizează un proces compus din trei integrări corelate, în urma cărora se poate pune în evidență un interval de timp proporțional cu cosinusul căutat. Metoda poate fi aplicată și pentru rețelele energetice, dacă se acceptă că unghiul φ între curent și tensiune este o mărime proporțională cu intervalul de timp ce se scurge între trecerile prin zero în același sens al curentului și tensiunii.

Principiul de măsură

Fie două semnale sinusoidale defazate cu unghiul φ:

$$U_1 = U_m \sin \omega t; \quad U_2 = U_m \sin(\omega t - \varphi), \qquad (1)$$

dintre care U_1 să fie proporțională cu tensiunea, iar U_2 cu curentul circuitului în care se măsoară factorul de putere, φ avînd valori între 0 și $\pi/2$ cu caracter inductiv, precum și tensiunile pulsatorii u_1 și u_2, prezentate în figura 1, de aceeași perioadă T ca și tensiunile U_1 și U_2, avînd fronturile plasate în momentele trecerii prin zero a tensiunilor U_1 și U_2. Tensiunea U_1 este aplicată la intrarea a două integratoare μ_1 și μ_2, prezentate în figura 2, prin intermediul a două chei de comandă K_1 și K_2 și a două rezistențe de precizie R_1 și R_2. Cheia K_1 se închide pe o perioadă de timp egală cu $T/2$, spre exemplu, prin comandă de la semnalul u_1, simfazat cu tensiunea U_1 ce se integrează. Cheia K_2 se închide tot pe o perioadă egală cu $T/2$, dar conform semnalului u_2, simfazat cu tensiunea U_2, deci, defazat cu unghiul φ față de tensiunea U_1 ce se integrează.

Dacă se consideră amplificatoare operaționale cu factor mare de amplificare în buclă deschisă, tensiunile de ieșire u_1' și u_2' ale celor două integratoare se pot exprima prin relațiile:

$$u_1' = \frac{-1}{R_1 C_1}\int_0^t U_1 \mathrm{d}t; \quad u_2' = \frac{-1}{R_2 C_2}\int_0^t U_1 \mathrm{d}t, \qquad (2)$$

* Dr. ing. *Stoica, V.* este cadru didactic la Institutul politehnic — Timișoara.

în care s-a presupus, de asemenea, că la începutul procesului de integrare capacităţile C_1 şi C_2 au sarcină electrică nulă [1, 2]. Dacă limitele de integrare sînt cele prezentate mai sus, adică de la 0 la $T/2$ pentru primul integrator

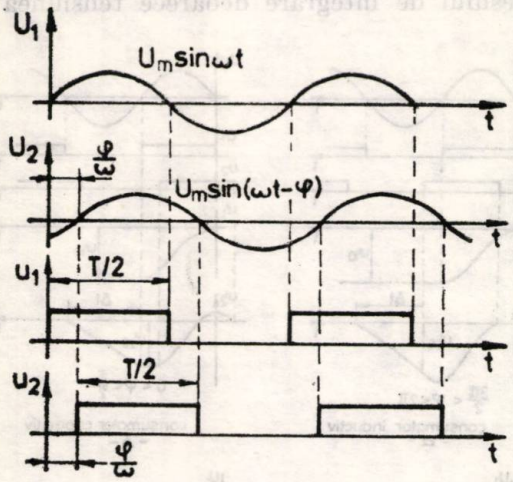


Fig. 1

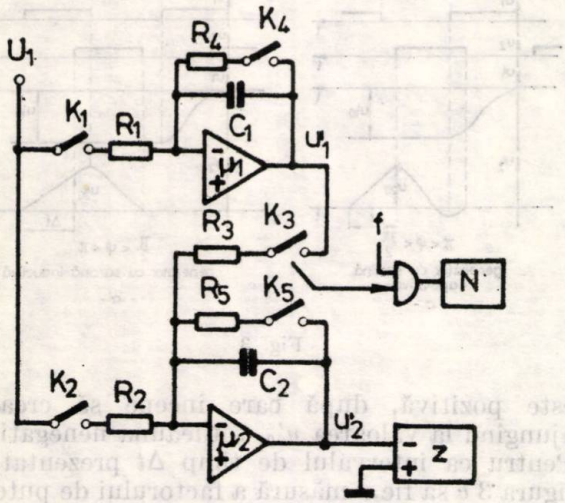


Fig. 2

şi de la $\frac{\varphi}{\omega}$ la $\frac{T}{2}+\frac{\varphi}{\omega}$, pentru cel de-al doilea integrator, atunci, după expirarea timpului de integrare, tensiunile u_1' şi u_2' obţin valorile :

$$u_{10}' = -\frac{1}{R_1C_1}\int_0^{T/2} U_1 \mathrm{d}t = \frac{-2U_m}{\omega R_1C_1}, \qquad (3)$$

$$u_{20}' = -\frac{1}{R_2C_2}\int_{\frac{\varphi}{\omega}}^{\frac{T}{2}+\frac{\varphi}{\omega}} U_1 \mathrm{d}t = \frac{-2U_m\cos\varphi}{\omega R_2C_2}, \qquad (4)$$

dependente de valoarea maximă U_m, de pulsaţia ω şi de factorul de putere $\cos\varphi$.

După ce s-au deschis cheile K_1 şi K_2 şi a încetat procesul primelor două integrări, se închide cheia K_3 pe o durată de timp Δt necesară pentru ca tensiunea u_2' să ajungă la zero, moment sesizat prin sesizorul de nul Z.

Deoarece cheile K_1 şi K_2 sînt închise în decursul unor intervale de timp diferite, tensiunea u_{10}' rămîne constantă după deschiderea cheii K_1, oferind semnal pentru cea de-a treia integrare. Variaţia în timp a tensiunii u_2' se va scrie acum avînd în vedere existenţa sarcinii iniţiale în condensatorul C_2 şi păstrarea constantă a tensiunii u_{10}', care acţionează prin rezistenţa R_3 :

$$u_2' = u_{20}' - \frac{u_{10}'}{R_3C_2}t, \qquad (5)$$

sau, avînd în vedere relaţiile (3) şi (4) :

$$u_2' = \frac{-2U_m\cos\varphi}{\omega R_2C_2} + \frac{2U_m}{\omega R_1C_1}\frac{t}{R_3C_2}. \qquad (2)$$

În momentul în care va acţiona sesizorul de nul Z şi se va deschide cheia K_3, relaţia (6) se va scrie sub forma :

$$0 = \frac{-2U_m\cos\varphi}{\omega R_2C_2} + \frac{2U_m}{\omega R_1C_1}\frac{t\Delta}{R_3C_2}, \qquad (7)$$

sau :

$$R_1C_1\frac{R_3}{R_2}\cos\varphi = \Delta t. \qquad (8)$$

Din relaţia (7) reiese că intervalul de timp Δt, în care se execută cea de-a treia integrare, este proporţional cu cosinusul unghiului de defazaj, factorul de proporţionalitate conţinînd valorile rezistenţelor şi capacităţii circuitelor integratoare.

Un numărător N, acţionat cu impulsuri de numărare de frecvenţă fixă f, acumulează n impulsuri în intervalul de timp Δt. În acest caz se poate scrie :

$$\Delta t = \frac{n}{f},$$

sau, ţinînd seama de relaţia (8)

$$n = R_1C_1\frac{R_3}{R_2}f\cos\varphi, \qquad (9)$$

ceea ce înseamnă că numărul n de impulsuri acumulate în numărător este proporţional cu factorul de putere. Pentru a exprima cosinusul unghiului φ cu două cifre zecimale, avînd valoarea maximă 0,99, atunci cînd $\varphi \cong 0$, deci cu o eroare maximă de 1%, este necesar ca

între rezistențele din integratoare, capacitatea de integrare și frecvența de numărare să existe relația:

$$R_1 C_1 \frac{R_3}{R_2} f = 99, \qquad (10)$$

iar numărătorul să aibă două ranguri zecimale. Relația (10) poate servi, în acest caz, la dimensionarea circuitelor integratoarelor.

Observații asupra caracterului circuitului măsurat

În relațiile prezentate mai sus s-a presupus un consumator inductiv, unghiul φ avînd valorile cuprinse între 0 și $-\pi/2$ radiani. În cazurile reale se pot întîlni patru cazuri diferite, cărora cosfimetrul numeric trebuie să le facă față și anume:

a — consumator inductiv cu $-\pi/2 < \varphi < 0$ radiani, analizat mai sus;

b — consumator capacitiv cu $0 < \varphi < \pi/2$ radiani;

c — generator cu sarcină capacitivă avînd $\pi < \varphi < 3\pi/2$ radiani;

d — generator cu sarcină inductivă $\pi/2 < \varphi < \pi$ radiani.

În fiecare din aceste cazuri tensiunea u_1', integrată de primul integrator, are aceeași variație în timp, iar tensiunea u_2', integrată de cel de-al doilea integrator, are variații în timp diferite, din care motiv sînt necesare acțiuni care să permită aplicarea principiului de măsură analizat mai sus. În figurile 3 a, 3 b, 3 c și 3 d se prezintă diagrame de variație în timp a semnalelor U_1, u_1, u_2, u_1', și u_2', care pun în evidență comportarea schemei din figura 2, în cele patru cazuri posibile, enunțate mai sus.

a. În cazul unui consumator inductiv, tensiunea U_2 rămîne în urma tensiunii U_1 cu unghiul φ, mai mic decît $\pi/2$ radiani, iar tensiunile u_1' și u_2' au valori negative monoton crescătoare de la zero la u_{10}', respectiv u_{20}'. Procesul celei de-a treia integrări va pune în evidență intervalul de măsură Δt precizat în figura 3 *a* și prin acesta va măsura numeric factorul de putere.

b. În cazul unui consumator capacitiv avînd $0 < \varphi < \pi/2$ radiani, semnalele analizate au variații în timp prezentate în figura 3 *b*. Tensiunea u_1' este negativă, monoton descrescătoare de la zero la u_{10}. Tensiunea celui de-al doilea integrator, u_2', are o variație crescătoare în prima parte, cînd U_1 are valori negative, după care descrește pînă la u_{20}'. Această tensiune nu va avea valori pozitive dacă unghiul φ este cuprins între 0 și $\pi/2$ radiani. Măsurarea factorului de putere se va putea face prin intermediul intervalului de timp Δt ca și în cazul consumatorului inductiv.

c. Admitem un generator cu sarcină capacitivă ceea ce înseamnă unghiuri φ cuprinse între π și $3\pi/2$ radiani. În acest caz, așa cum se vede în figura 3 *c*, tensiunea u_{10}' este negativă, pe cîtă vreme tensiunea u_2' scade la începutul procesului de integrare deoarece tensiunea U_1

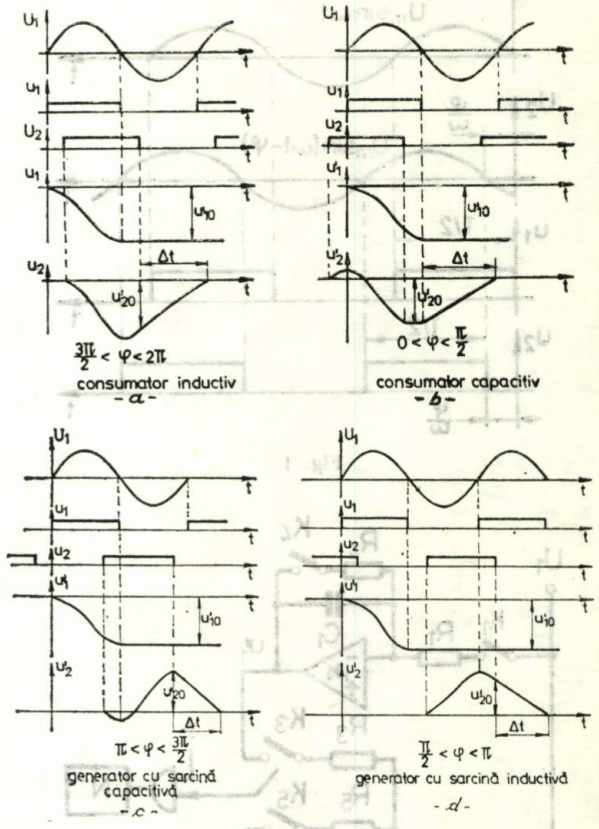


Fig. 3

este pozitivă, după care începe să crească ajungînd la valoarea u_{20}', totdeauna nenegativă. Pentru ca intervalul de timp Δt prezentat în figura 3 *c* să fie o măsură a factorului de putere, este necesar să se realizeze a treia integrare sau cu o tensiune $u_{10}'' = -u_{10}'$, sau cu o sarcină inițială pe condensatorul de integrare C_2 de valoare $u_{20}'' = -u_{20}'$. Dacă se menține schema din figura 2 fără modificări, cea de-a treia integrare va conduce la valori pozitive tot mai mari pentru u_2' și deci sesizorul de nul z nu va putea acționa pentru a delimita valoarea intervalului de timp Δt.

d. În cazul generatorului cu sarcină inductivă, cînd unghiul φ este cuprins între $\pi/2$ și π radiani, așa cum se vede în figura 3 *d*, tensiunea u_{10}' are valoare negativă, iar tensiunea u_2' are o creștere pozitivă la început, cînd tensiunea U_1 are valori negative, urmată de o descreștere în perioada în care U_1 este negativă, valoarea finală u_{20}' fiind totdeauna nenegativă. Și acum este necesară o acțiune care să permită punerea în evidență a intervalului de timp Δt prin indicatorul de nul z, de aceeași factură ca și în cazul

generatorului cu sarcină capacitivă, adică sau o a treia integrare cu un semnal $u''_{10} = -u'_{10}$ sau o sarcină inițială în condensatorul C_2 de valoare $u''_{10} = -u'_{10}$.

Din această analiză rezultă că, înainte de a măsura numeric factorul de putere, trebuie să se stabilească caracterul circuitului, astfel ca pentru circuite consumatoare să se păstreze schema de măsură analizată, iar pentru circuite generatoare să se intervină cu o modificare adecvată. Cea mai simplă modificare constă în acționarea asupra cheii K_2, aceasta urmînd să se închidă pe o perioadă de timp egală cu $T/2$, însă comandată nu de semnalul u_2 simfazat cu U_2, ci de un semnal complementar $\bar{u}_2$, defazat cu π radiani față de u_2. În acest fel se obțin, pentru tensiunea u'_2 a celui de-al doilea integrator, variații în timp așa cum sînt prezentate în figurile 4 *a* și 4 *b*. Aici se vede că u'_{20} este totdeauna nepozitivă, indiferent de valoarea unghiului φ, cînd acesta este cuprins între $\pi/2$ și $3\pi/2$ radiani.

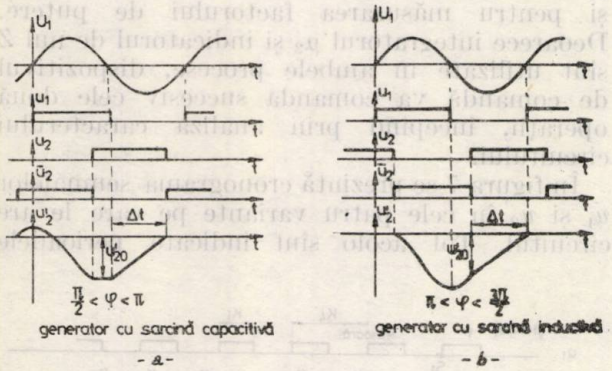


Fig. 4

Schema de sesizare a caracterului circuitului

O schemă de sesizare a caracterului, inductiv sau capacitiv, generator sau consumator, a circuitului în care se măsoară factorul de putere, urmează să pună în evidență poziția relativă a tensiunilor U_1 și U_2. În figura 5 *a* se prezintă o schemă care utilizează două circuite bistabile Q_1 și Q_2, două porți inversoare P_1 și P_2, un inversor I și trei semnale de comandă *Măsoară*, *Șterge* și u_2. În figura 5 *b* sînt date diagrame de timp pentru aceste trei semnale, în cele patru variante posibile. Semnalul *Șterge*, acționînd la intrările $\bar{R}$, aduce cele două bistabile Q_1 și Q_2 în starea inițială 0, pregătindu-le pentru funcționare înainte de apariția semnalului *Măsoară*. Semnalul *Măsoară* apare sincron cu u_1, durează numai o semiperioadă și pregătește pentru acționare porțile invertoare P_1 și P_2, cărora le validează cîte o intrare. A doua intrare a fiecăreia din porțile P_1 și P_2 a fost validată de semnalul $\bar{Q}_2$, respectiv $\bar{Q}_1$, atunci cînd bistabilele Q_1 și Q_2 au trecut în starea inițială 0, ca urmare a semnalului *Șterge*. A treia intrare a porților P_1, respectiv P_2, este controlată de semnalul u_2, respectiv $\bar{u}_2$. Aceasta înseamnă că, în momentul validării intrărilor prin semnalul *Măsoară*, numai una din porțile P_1 sau P_2 este validată și la cea de-a treia intrare. Din figura 5 *b* se vede că va putea acționa poarta P_1, în cazurile *b* și *d* și va putea acționa poarta P_2, în cazurile *a* și *c*. Acțiunea uneia din cele două porți, P_1 spre exemplu, conduce la bascularea circuitului bistabil, Q_1 în exemplul ales, în acest mod schimbînd semnalul de validare spre cealaltă poartă care nu a acționat, semnalul $\bar{Q}_1$ devine 0 logic, blocînd poarta P_2 în exemplul ales, ceea ce înseamnă că acțiunea unei porți duce la inhibarea celeilalte. În schema din figura 5 *a*, cele două semnale de ieșire, Q_1 și Q_2, primesc deci semnificația care se referă la valoarea unghiului φ și anume, semnal logic 1 la borna Q_1 dacă $0 < \varphi < \pi$, (cazurile *b*; *d*), respectiv semnal logic 1 la borna Q_2, dacă $\pi < \varphi < 2\pi$ (cazurile *a*; *c*).

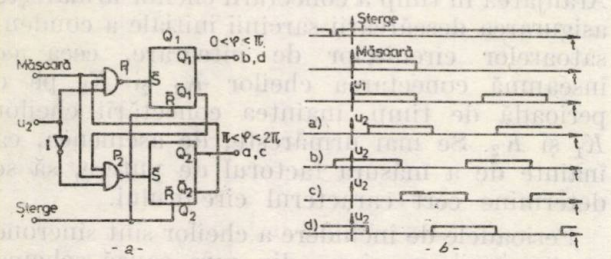


Fig. 5

În figura 6 *a* este prezentată partea a doua a schemei de sesizare a caracterului circuitului și conține, pe lîngă cel de-al doilea integrator μ_2 și sesizorul de nul Z, un circuit bistabil și porți care, împreună cu semnalele Q_1 și Q_2, prelucrate în schema din figura 5 *a*, permit punerea în evidență a caracterului circuitului, prin cele patru semnale, R_a, cînd $3\pi/2 < \varphi < 2\pi$, R_b, cînd $0 < \varphi < \pi/2$, R_c, cînd $\pi < \varphi < 3\pi/2$, respectiv R_d cînd $\pi/2 < \varphi < \pi$.

Semnalul *Șterge* aduce în poziția 0 bistabilul Q_3, pregătindu-l pentru funcționare. Porțile R_a, R_b, R_c și R_d au semnal de ieșire nul fiind inhibate de semnalele Q_1 și Q_2 aduse și ele în starea 0 de același semnal *Șterge*.

În decursul unei perioade a semnalului u_2 semnalul p_1 intersectat cu u_2 va închide cheia K_2 pentru un interval de timp egal cu $T/2$, sincron cu semiperioada pozitivă a tensiunii u_2. Integratorul μ_2, care integrează tensiunea U_1 pe durata fixată de u_2, emite semnalul u'_2 într-una din cele patru variante posibile prezentate în figura 6 *b*, în conformitate cu caracterul inductiv sau capacitiv, generator sau consumator, notațiile fiind aceleași ca în figurile 3 *a*, 3 *b*, 3 *c*, 3 *d*. În aceeași figură este indicată și tensiunea u_2, care a comandat

închiderea cheii K_2. Din figură se vede că, la sfîrșitul intervalului de timp în care cheia K_2 a fost închisă, comparatorul indicator de nul Z va fi acționat cu semnal u_2' negativ numai în cazurile a sau b și va fi acționat cu semnal U_2' pozitiv în cazurile c sau d. Poarta P poate fi

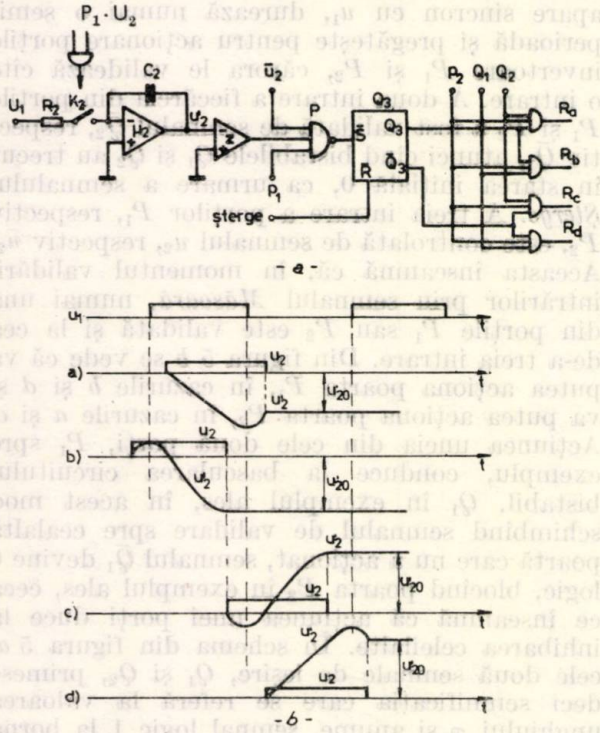


Fig. 6

deschisă prin u_2 și p_1 în intervalul $\bar{u}_2$ imediat următor deschiderii cheii K_2, dacă indicatorul Z are semnal logic 1, deci, dacă tensiunea u_2' a fost negativă. În acest caz circuitul bistabil Q_3 va fi basculat pentru a memora existența relației $u_{20}' < 0$, ceea ce înseamnă $3\pi/2 < \varphi < 2\pi$ sau $0 < \varphi < \pi/2$ radiani. Dacă indicatorul Z nu a avut semnal logic 1 la deschiderea cheii K_2, atunci Q_3 rămîne nebasculat, indicînd existența cazului c sau d în care $\pi/2 < \varphi < 3\pi/2$ radiani.

Tabelul 1

	Q_1 Q_2 cazurile	Q_3 cazurile	Caracterul circuitului
R_d	1 0 b sau d	0 c sau d	$\frac{\pi}{2} < \varphi < \pi$ generator cu sarcină inductivă
R_a	0 1 a sau c	1 a sau b	$\frac{3\pi}{2} < \varphi < 2\pi$ consumator inductiv
R_b	1 0 b sau d	1 a sau b	$0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$ consumator capacitiv
R_c	0 1 a sau c	0 c sau d	$\pi < \varphi < \frac{3\pi}{2}$ generator cu sarcină capacitivă

Stările bistabilelor Q_1, Q_2 și Q_3 sînt analizate de porțile R_a, R_b, R_c și R_d pentru a preciza caracterul circuitului și a comanda schema de afișare, spre exemplu, prin indicarea cadranului în care se găsește fazorul tensiunii U_2 față de tensiunea U_1. În tabelul 1 se prezintă compunerea semnalelor R_a, R_b, R_c și R_d și corespunzător caracterul circuitului.

Dispozitivul de comandă

Organizarea internă a cosfimetrului numeric urmărește măsurarea din timp în timp a factorului de putere, în intervalele dintre măsurări, urmînd să afișeze ultima valoare măsurată. Intervalul de timp dintre două măsurări se alege de utilizator printr-un buton prin care se fixează perioada de repetiție a semnalului *Șterge*, generat de un oscilator. Această perioadă se acceptă în mod obișnuit între 1 și 20 secunde. Dispozitivul de comandă al cosfimetrului este amorsat de apariția semnalului *Șterge* și rulează furnizînd succesiv toate comenzile necesare pentru determinarea caracterului circuitului și pentru măsurarea factorului de putere. Deoarece integratorul μ_2 și indicatorul de nul Z sînt utilizate în ambele procese, dispozitivul de comandă va comanda succesiv cele două operații, începînd prin analiza caracterului circuitului.

În figura 7 se prezintă cronograma semnalelor u_1 și u_2 în cele patru variante pe care le are circuitul. Tot acolo sînt indicate perioadele

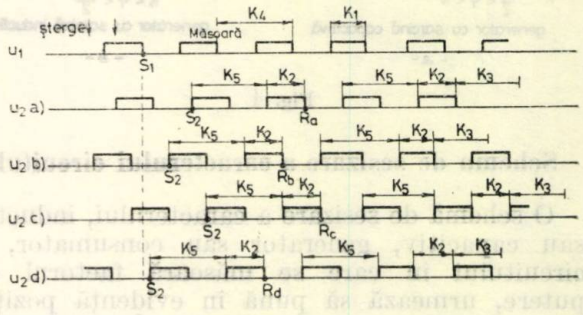


Fig. 7

în care se vor închide cele cinci chei prin care se execută procesele de analiză a caracterului circuitului și a măsurării factorului de putere. Aranjarea în timp a conectării cheilor urmărește asigurarea descărcării sarcinii inițiale a condensatoarelor circuitelor de integrare, ceea ce înseamnă conectarea cheilor K_4 și K_5 pe o perioadă de timp, înaintea conectării cheilor K_1 și K_2. Se mai urmărește, de asemenea, ca înainte de a măsura factorul de putere, să se determine cert caracterul circuitului.

Perioadele de închidere a cheilor sînt sincrone cu tensiunile u_1 și u_2, din care cauză schema de comandă urmează a fi sincronizată cu aceste

semnale. După apariţia semnalului *Şterge*, care iniţiază întreaga schemă de comandă, se elaborează semnalul S_1, sincron cu frontul descrescător al primului impuls u_1 care urmează, precum şi semnalul S_2, sincron cu frontul crescător al primului impuls u_2, care urmează după S_1.

Succesiunea operaţiilor trebuie să fie următoarea:

— *Pentru circuitul sincron cu* u_2:

închiderea cheii K_5, pentru descărcarea condensatorului C_2, închiderea cheii K_2, pentru a se analiza caracterul circuitului, cu memorarea rezultatului analizei, închiderea cheii K_5, pentru descărcarea condensatorului C_2, închiderea cheii K_2, sincron cu u_2 sau cu $\bar{u}_2$, după cum dictează schema de analiză a circuitului, pentru a se integra tensiunea U_1 cu scopul măsurării factorului de putere, închiderea cheii K_3 pînă la sfîrşitul măsurării, readucerea schemei în starea iniţială.

— *Pentru circuitele sincrone cu* u_1:

elaborarea semnalului *Măsoară*, sincron cu u_1, imediat după S_1, cu scopul delimitării caracterului circuitului (fig. 5), închiderea cheii K_4 pentru descărcarea condensatorului C_1, închiderea cheii K_1 pentru integrare în procesul de măsurare a factorului de putere, aducerea schemei în starea iniţială.

Aranjînd comenzile cheilor conform succesiunii amintite, rezultă necesitatea urmăriri secvenţiale a semnalelor u_1 şi u_2, cu două numărătoare, spre exemplu, şi extragerea din acestea a stărilor succesive pentru comanda cheilor. Dacă se notează cu $N_2^{(i)}$ starea numărătorului N_2, iniţializat de semnalul *Şterge* şi acţionat la intrarea de numărare cu semnalul $\bar{u}_2$, după apariţia semnalului sincronizator S_2, atunci pentru comenzile cheilor rezultă:

$$K_5 = N_2^{(0)} \cdot S_2 + N_2^{(2)},$$

$$K_2 = N_2^{(1)} \cdot u_2 + N_2^{(3)} \cdot [u_2(R_a + R_b) + \bar{u}_2(R_c + R_d)],$$

$$K_3 = Z \cdot K_2,$$

înţelegînd prin K_2^* sfîrşitul celei de-a doua acţiuni a cheii K_2, memorată într-un mod oarecare.

Dacă se notează cu $N_1^{(i)}$ starea numărătorului N_1, iniţializat de semnalul *Şterge* şi acţionat la intrarea de numărare cu semnalul u_1 după apariţia semnalului sincronizat S_1, atunci pentru comenzile cheilor rezultă:

$$K_4 = N_1^{(1)},$$

$$K_1 = N_1^{(2)} \cdot u_1,$$

iar pentru semnalul *Măsoară*:

$$Măsoară = N_1^{(0)} \cdot S_1 \cdot u_1.$$

Procesul de readucere a schemei de comandă în starea iniţială de aşteptare a viitorului semnal *Şterge*, se face odată cu apariţia stării $N_2^{(4)}$, existentă după toate acţionările cheilor K_1, K_2, K_4, K_5. Afişarea rezultatului măsurării se face în tot timpul cu excepţia intervalului scurs între semnalul „*Şterge*" şi momentul deciziei asupra caracterului circuitului. Drept semnal de ştergere a afişării anterioare se poate utiliza semnalul *Măsoară* fiind plasat convenabil.

Dimensionarea circuitelor integratoarelor

Cele două integratoare sînt construite cu amplificatoarele operaţionale μ_1 şi μ_2, care urmează să aibă o mare amplificare în buclă deschisă, tensiuni de decalaj reduse şi curenţi mici de polarizare [2]. Tensiunea U_1, rezistenţele R_1, R_2 şi capacităţile C_1 şi C_2 se aleg cu condiţia ca tensiunile integrate u_1' şi u_2' să nu depăşească 0,3—0,6 din tensiunea de alimentare a integratoarelor, adică circa 5—8 volţi, valori mici pentru u_2' fiind acceptate comod şi de comparatorul indicator de nul Z care urmează după cel de-al doilea integrator. Deoarece timpul de integrare, la frecvenţa de 50 Hz a semnalului U_2, este de 10 ms, acceptînd pentru U_m valoarea 5 V, conectabilă prin chei construite cu tranzistoare MOS—FET, din relaţiile (2) şi (3) rezultă, pentru cos φ maxim:

$$R_1C_1 = R_2C_2 = 4 \text{ ms}.$$

Acceptînd o rezistenţă R_1 (R_2) de 10—20 ori mai mare decît rezistenţa în conducţie a cheii K_1 (K_2), adică circa $R_1 = R_2 = 20$ kΩ, pentru C_1 şi C_2 rezultă aproximativ 0,2 μF. Dacă R_3 se alege egală cu R_2, pentru frecvenţa de numărare f rezultă:

$$f = \frac{99}{R_1C_1} \approx 25 \cdot 10^3 \text{ Hz}.$$

La această frecvenţă de numărare, avînd în vedere şi timpul lung de integrare (10 ms), întîrzierile la conectarea şi deconectarea cheilor, ordin de mărime 2—3 μs, nu prezintă surse de erori mari, ceea ce permite încadrarea instrumentului în clasa de precizie 1%, absolut satisfăcătoare pentru măsurarea factorului de putere în reţelele de frecvenţă industrială.

Rezistenţele R_4 şi R_5, înseriate cu cheile K_4 şi K_5, avînd rolul de a asigura descărcarea sarcinilor iniţiale ale capacităţilor C_1 şi C_2, trebuie să asigure constante de timp de descăr-

care de circa 10 ori mai mici decît intervalul de timp în care cheia este conectată, adică:

$$R_4C_1 = R_5C_2 \approx 2 \text{ ms},$$

ceea ce revine, pentru $C_1 = C_2 = 0{,}2$ μF, la $R_4 = R_5 = 10$ kΩ, valori mult mai mici fiind neplăcute pentru tranzistorul cheii de conectare, iar valori mult mai mari fiind neacceptabile întrucît nu asigură descărcarea completă a sarcinii existente în capacitățile C_1 și C_2.

Concluzii

Efectuînd două integrări cu semnal sinusoidal, în intervale de timp alese convenabil, se pot obține două tensiuni, dintre care una este proporțională cu perioada T și cu amplitudinea semnalului sinusoidal, iar cealaltă proporțională în plus și cu factorul de putere. Din raportul acestor două tensiuni se obține factorul de putere în mod numeric, executînd o a treia integrare într-un interval de timp care constituie condiția de acces a unor semnale, de frecvență constantă, într-un numărător. Acest mod de măsurare numerică a factorului de putere execută cîteva conversii, mai întîi perioadă — tensiune sau factor de putere — tensiune, apoi tensiune — timp și simultan timp — număr. Din acest motiv cosfimetrul numeric cu triplă integrare poate fi încadrat în categoria instrumentelor numerice cu conversie intermediară în tensiune și în timp. Principiul de măsurare și schema de măsură, simple în comparație cu ceea ce se cunoaște în literatură, fac posibilă realizarea instrumentului, în condiții tehnologice normale, cu o clasă de precizie bună.

Bibliografie

[1] *Pop, E., Stoica, V.* Principii și metode de măsurare numerică. Ed. Facla, 1977.

[2] *Graeme, J., Tobey, G., Huelsman, L.* Operational Amplifiers Design and Applications. Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1971.

[3] *Stoica, V.* Metodă de măsurare numerică a factorului de putere. Brevet RSR 68 456.

CZ 518.12.831

TRANSFORMATA LAPLACE INVERSĂ
RAPORT DOUĂ POLINOAME
EXPRESIE ANALITICĂ

Subprogram pentru calculul expresiei analitice a transformatei Laplace inverse a unui raport de două polinoame

VICTOR G. TATOIU* — BUCUREȘTI

Introducere

Transformata Laplace este o metodă curent utilizată în rezolvarea sistemelor de ecuații integro-diferențiale întîlnite în domeniul electric ce se transformă astfel în sisteme de ecuații algebrice liniare, rezolvabile mult mai comod și, mai ales, este nelipsită la definirea funcțiilor de transfer ale diferitelor sisteme. De multe ori, în aceste cazuri, se ridică și problema revenirii în domeniul timp, cu alte cuvinte, găsirea transformatei Laplace inverse, problemă, care, rezolvată cu creionul, necesită un calcul laborios, mai ales în cazul expresiilor complicate, și nu satisface din punct de vedere al preciziei. Avînd în vedere faptul că, adesea, expresia transformatei Laplace se prezintă sub forma unui raport de două polinoame algebrice raționale și, deci, trecerea în domeniul timp se poate face prin descompunere în fracții simple și prin identificarea fiecărei expresii parțiale a răspunsului în timp, conform formei fracției simple, întreg calculul este susceptibil de a fi trecut pe calculator, pentru o rezolvare rapidă și precisă.

Subprogramul prezentat în această lucrare calculează în dublă precizie forma analitică a transformatei Laplace inverse a unui raport de două polinoame algebrice raționale, de grad maxim 20, respectiv 21, pe baza polilor furnizați de către utilizator. În esență, subprogramul analizează fiecare pol în parte și, după natura lui, determină forma expresiei parțiale și îi calculează elementele, rezolvînd cazurile de poli în origine de grad unu și doi, poli reali nenuli de ordin unu și doi și poli complecși de ordinul unu. Prezentîndu-se listingul complet și modul de utilizare, subprogramul poate fi utilizat de personal fără o pregătire superioară în domeniul programării calculatoarelor, iar datorită organigramei și explicațiilor asupra organizării interne, se pretează la dezvoltări din partea specialiștilor, în vederea rezolvării și a altor cazuri.

* *Tatoiu, G. V.* este inginer la Întreprinderea de fabricație și montaj ascensoare — București.

1. Descrierea subprogramului

La începutul listingului subprogramului se dau explicații asupra notațiilor folosite, pentru a ușura înțelegerea lui.

Forma standard utilizată pentru introducerea datelor este:

$$L(s)=\frac{AI(1)s^{MAI}+AI(2)s^{MAI-1}+\ldots+AI(KAI-1)s+AI(KAI)}{BI(1)s^{MBI}+BI(2)s^{MBI-1}+\ldots+BI(KBI-1)s+BI(KBI)},$$

unde:

$KAI = MAI + 1$ și $KBI = MBI + 1$.

Polii sînt introduși sub forma $R(2I-1)+iR(2I)$, dimensiunea maximă fiind $KR = 2MBI$, iar $I = 1,\ldots, MBI$.

Subprogramul aranjează automat coeficienții polinoamelor sub forma:

$$L(s)=\frac{A(21)s^{20}+A(20)s^{19}+\ldots+A(KA)s^{MAI}+A(KA-1)s^{MAI-1}+\ldots+A(2)s+A(1)}{B(22)s^{21}+B(21)s^{20}+\ldots+B(KB)s^{MBI}+B(KB-1)s^{MBI-1}+\ldots+B(2)s+B(1)},$$

unde:

$A(I) = 0$ pentru $I = KA+1,\ldots, 21$ și $B(I) = 0$ pentru $I = KB + 1,\ldots, 22$, fapt pus în evidență de organigrama prezentată în figura 1.

Se trece apoi la calcularea coeficienților primei derivate a numărătorului, $A1$ și a coeficienților primei, celei de-a doua și de-a treia derivate ale numitorului, respectiv $B1$, $B2$, $B3$.

După terminarea acestor preparative se determină în primul rînd existența polului în origine și ordinul lui, K, a cărui valoare, dacă este mai mare decît doi conduce la sistarea execuției datorită faptului că subprogramul nu rezolvă cazuri de poli în origine de ordin superior lui doi, se emite un mesaj în acest sens și programul apelant este informat prin parametrul $KOD = 1$.

Cînd $K \leqslant 2$, cu ajutorul testelor 34 și 36 se determină unul din cele trei cazuri: pol de de ordinul întîi în origine, absența polului în origine și pol de ordinul doi în origine.

Forma analitică a răspunsului în timp este scrisă codificat în tabloul bidimensional $OM(KOM, I)$, $KOM = 0,\ldots, MBI$ și $I = 1,\ldots, 5$, pentru fiecare expresie parțială găsită a răspunsului în timp corespunzînd o linie a tabloului, corespunzătoare valorii lui KOM care se incrementează cu o unitate de fiecare dată.

Astfel, în cazul polului în origine de ordin unu, linia KOM din tabloul OM este:

$OM(KOM, 1) = 1$, codul pentru acest caz;

$OM(KOM, 2) = 0$, $OM(KOM, 3) = 0$ } întotdeauna aceste două elemente ale tabloului conțin: valoarea polului;

$OM(KOM, 4) = A(21)/B(21)$;

$OM(KOM, 5) = 0$.

Forma analitică a răspunsului în timp pentru acest caz este:

$f(t) = OM(KOM, 4)$.

Cazul polului de ordin doi în origine:

$OM(KOM, 1) = 2$,

$$OM(KOM, 4)=\frac{B(20)\cdot A(20)-B(19)\cdot A(21)}{B(20)^2},$$

$OM(KOM, 5) = A(21)/B(20)$,

iar:

$f(t) = OM(KOM, 4) + OM(KOM, 5)t$.

Se continuă apoi cu găsirea polilor reali nenuli și determinarea ordinului lor. Pentru aceasta se folosesc două tablouri auxiliare $IM1$ și $IM2$ în care se vor memora indicii de tablou al polului găsit, la prima apariție, respectiv la a doua, a treia etc., apariție a aceluiași pol, dacă este de ordin superior. Parametrul $KOD1$ servește la determinarea inițializării tablourilor $IM1$ și $IM2$ la începerea acestei noi etape.

Ciclul de căutare a polului începe de la eticheta 18 prin atribuirea valorii zero variabilelor de memorare XM și YM și apoi se procedează la trecerea în revistă a polilor. De fiecare dată, indicele de tablou al polului se verifică dacă anterior a fost memorat în $IM1$ sau $IM2$, în care caz se trece la polul următor. Dacă indicele nu a fost memorat anterior și polul este real nenul, și cînd $XM = 0$, el este memorat prin $XM = X$, ordinul $K = 1$ și indicele este memorat în $IM1$ la poziția IC corespunzătoare. Un nou pol care satisface condițiile specificate mai sus este verificat cu testul 21 pentru a se vedea dacă nu cumva polul are aceeași valoare ca și cel anterior memorat în XM, ceea ce înseamnă că este de ordinul doi, deci $K = K + 1 = 2$ și indicele este memorat în $IM2$ la aceeași poziție IC. În caz că se va găsi încă un pol cu aceeași valoare, prin incrementarea lui K se va semnala că ordinul lui este trei.

La sfîrșitul acestei prime treceri în revistă a polilor, cînd $K > 2$, subprogramul nu se poate aplica, fapt ce este semnalat printr-un mesaj, iar cînd $K \leqslant 2$, prin eticheta 38 se trece la completarea tabloului OM. Se observă că sfîrși-

tul etapei de rezolvare a cazurilor de poli reali nenuli se semnalează în momentul în care $K = 0$, adică nu a mai fost găsit nici un astfel de pol nerezolvat anterior.

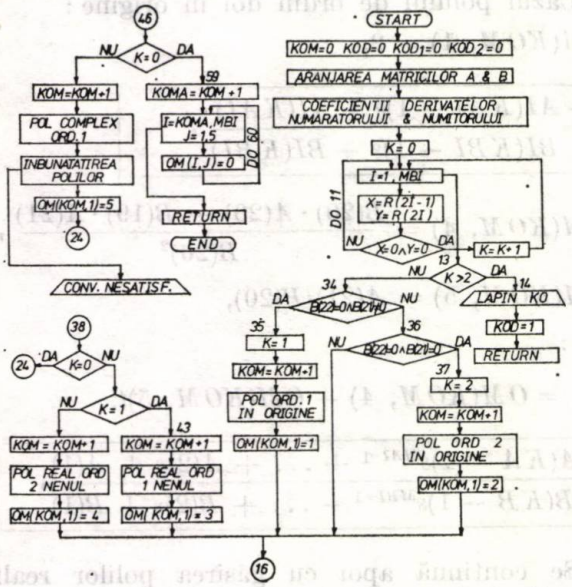


Fig. 1 a

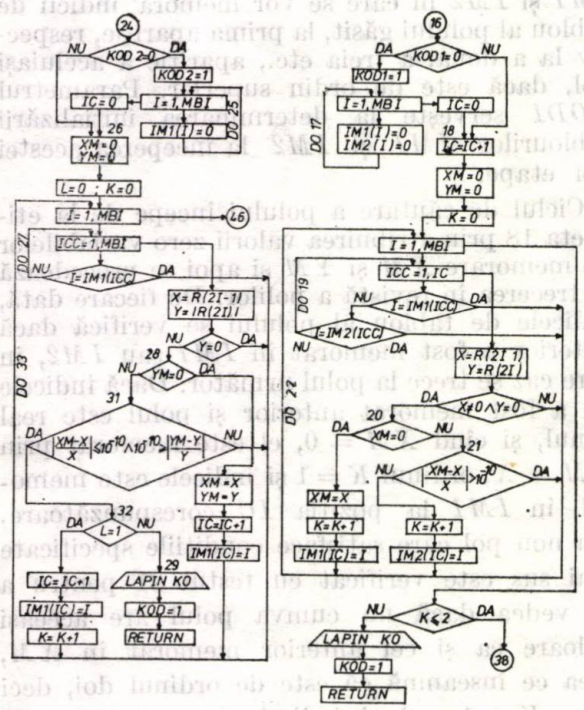


Fig. 1 b

Pol real nenul de ordinul unu:

$$OM(KOM,\ 1) = 3;$$
$$OM(KOM,\ 4) = A(XM)/B'(XM);$$
$$OM(KOM,\ 5) = 0;$$

iar:

$$f(t) = OM(KOM,\ 4) \cdot e^{OM(KOM,\ 2)\,t}$$

Pol real nenul de ordinul doi:

$$OM(KOM,\ 1) = 4$$

$$OM(KOM,4) = \frac{\dfrac{B''(XM)\cdot A'(XM)}{2} - \dfrac{B'''(XM)\cdot A(XM)}{6}}{\left(\dfrac{B''(XM)}{2}\right)^2},$$

$$OM(KOM,\ 5) = 2 \cdot \frac{A(XM)}{B''(XM)},$$

iar:

$$f(t) = (OM(KOM,\ 4) + OM(KOM,\ 5)t) \cdot e^{OM(KOM,\ 2)t}.$$

Se reîncepe căutarea polilor reali nenuli prin eticheta 16 și dacă nu a mai fost găsit nici un pol anterior nerezolvat, se trece prin eticheta 24 la rezolvarea celor complecși.

Metoda de căutare este absolut analoagă, cu deosebirea că, ordinul maxim permis fiind unu, se va folosi, pentru memorarea indicilor, numai tabloul $IM1$. Partea imaginară a polului complex se va lua în valoare absolută, pentru a nu considera conjugatul polului ca fiind alt pol. Parametrul care arată ordinul polului este L, parametrul K indicînd numai momentul în care s-a terminat rezolvarea cazurilor de poli complecși.

Deoarece este foarte important ca valoarea răspunsului în timp să fie nulă în origine, se procedează pentru fiecare pol complex la o îmbunătățire a valorii polului, utilizînd o metodă iterativă de tip Newton-Raphson, pentru a atinge o convergență de cel puțin 10^{-7}, folosindu-se maximum 100 de iterații. Nesatisfacerea acestei convergențe este semnalată printr-un mesaj.

Considerînd expresia complexă, rezultat al evaluării ei pentru polul complex z găsit, atunci:

$\dfrac{A(z)}{B'(z)} = RE + iIM$ și elementele corespunzătoare în tabloul OM sînt:

$$OM(KOM,\ 1) = 5;$$
$$OM(KOM,\ 2) = Re(z);$$
$$OM(KOM,\ 3) = |Im(z)|;$$
$$OM(KOM,\ 4) = 2|RE + iIM|;$$

$$OM(KOM, 5) = \text{arctg}\frac{RE}{-IM};$$

$$f(t) = OM(KOM, 4) \cdot e^{OM(KOM, 2)t} \cdot$$
$$\cdot \sin(OM(KOM, 3)t + OM(KOM, 5)).$$

Dacă este necesar, se efectuează reducerea unghiului $OM(KOM, 5)$ la primul sau al patrulea cadran şi respectiv compensarea lui $OM(KOM, 4)$.

După epuizarea polilor complecşi, valoarea parametrului KOM arată numărul de linii semnificative ale tabloului OM, respectiv numărul de expresii parţiale ale răspunsului în timp, restul de $MBI-KOM$ linii ale tabloului fiind egalate cu zero.

2. Utilizarea subprogramului

Linia de definiţie a subprogramului este:

SUBROUTINE LAPIN (MAI, MBI, AI, KAI, BI, KBI, R, KR, OM, KOM, KOD),

unde *MAI*, *MBI* sînt gradul numărătorului, respectiv numitorului, tabloul *AI*, avînd dimensiunea maximă *KAI*, cuprinde coeficienţii numărătorului, tabloul *BI*, avînd dimensiunea maximă *KBI*, cuprinde coeficienţii numitorului, iar tabloul *R*, cu dimensiunea maximă *KR*, cuprinde polii, modul de aranjare a acestor tablouri fiind arătat la începutul capitolului precedent. Subprogramul returnează răspunsul în timp codificat în tabloul bidimensional *OM* care are dimensiunea maximă *MBI*.5, numărul de expresii parţiale fiind *KOM*. Parametrul *KOD* informează prin valoarea zero o rezolvare completă, iar prin valoarea unu, că s-a întîlnit un caz pentru care subprogramul nu a fost conceput să-l rezolve.

În cadrul listingului anexat se prezintă, de asemenea, şi un al doilea subprogram, denumit *SCRAPIT*, care scrie expresia analitică a răspunsului în timp, decodificînd tabloul *OM* prin identificarea celor cinci forme specificate de valoarea primului element al fiecărei linii a lui *OM*.

3. Exemplu de folosire

Transformata Laplace este:

$$L(s) = (1{,}179084 \cdot 10^4 s^4 + 2{,}552768 \cdot 10^6 s^3 +$$
$$+ 4{,}630499 \cdot 10^7 s^2 + 1{,}597231 \cdot 10^9 s -$$
$$- 3{,}940467 \cdot 10^{10})/(s^6 + 1{,}001074 \cdot 10^2 s^5 +$$
$$+ 1{,}024673 \cdot 10^5 s^4 + 4{,}419805 \cdot 10^6 s^3 +$$
$$+ 1{,}690726 \cdot 10^8 s^2 + 2{,}15655 \cdot 10^9 s),$$

ceea ce reprezintă expresia în s a variaţiei amplitudinii curentului statoric al unui motor asincron în urma aplicării unei trepte de tensiune statorică de 10 V, expresie calculată pe baza funcţiei de transfer corespunzătoare acestui caz [1].

Polii sînt:

0; $-17{,}59288$;

$-28{,}1721 \pm i312{,}2505$;

$-13{,}08514 \pm i32{,}80034$.

Rezultatele sînt tipărite la sfîrşitul listingului.

Bibliografie

[1] *Măgureanu, R.* şi *Tatoiu, V.* Program pentru determinarea funcţiilor de transfer şi a comportării dinamice a motorului asincron trifazat utilizat în sisteme de acţionări electrice. In: E.E.A. — Electrotehnica **26**, nr. 2, febr. 1978, pag. 41—46.

[2] *Mc Cracken, D* şi *Dorn, W. S.* Numerical analysis and FORTRAN programming. New-York, John Whiley & sons, 1964.

[3] *Sabac, I. G.* Matematici speciale, **vol. I, II.** Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1965.

[4] *Tatoiu, V.* Subprogram pentru calculul în dublă precizie a rădăcinilor unei ecuaţii algebrice de grad oarecare, avînd coeficienţi complecşi. În E.E.A. — Electrotehnica **28**, nr. 3, apr 1980.

```
.       JOB CARAD,AN:X2VT,PN:VICTOR
.       COMPILE FORTRAN
C  EXEMPLU DE FOLOSIRE AL SUBRUTINELOR LAPIN SI SCRAPIT
       IMPLICIT DOUBLE PRECISION(A-H,O-Z)
       DIMENSION A(5),B(7),R(12),OM(6,5)
       DATA A/1.179084D4,2.552768D6,4.630499D7,1.59723109,-3.940467D10/
       DATA B/1.,1.0010740D2,1.024673D5,4.41980506,1.690726D8,2.1565509,0/
       DATA R/-28.1721,312.2505,-28.1721,-312.2505,0.0,0.0,-17.59288,0.0,
      &-13.08514,32.80034,-13.08514,-32.80034/
       CALL LAPIN(4,6,A,5,B,7,R,12,OM,KOM,KOD)
       PRINT 1,KOD,KOM
     1 FORMAT(5X,I1,5X,I1/)
       DO 2 I=1,KOM
     2 PRINT 3,(OM(I,J),J=1,5)
     3 FORMAT(5X,F2.0,4(2X,1PE13.6)/)
       CALL SCRAPIT(OM,KOM,6)
       STOP
       END
       SUBROUTINE LAPIN(MAI,MBI,AI,KAI,BI,KBI,R,KR,OM,KOM,KOD)
C  CAUTA TRANSFORMATA LAPLACE INVERSA A UNUI RAPORT DE DOUA
C      POLINOAME
C  A = COEFICIENTII NUMARATORULUI
C  A1 = COEFICIENTII DERIVATEI NUMARATORULUI
C  B = COEFICIENTII NUMITORULUI
C  B1 = COEFICIENTII PRIMEI DERIVATE A NUMITORULUI
C  B2 = COEFICIENTII DERIVATEI A DOUA A NUMITORULUI
C  B3 = COEFICIENTII DERIVATEI A TREIA A NUMITORULUI
C  KA = GRADUL NUMARATORULUI,CA INDICE DE TABLOU AL
C      COEFICIENTULUI PUTERII MAXIME A LUI S
C  KB = GRADUL NUMITORULUI,CA INDICE DE TABLOU AL
C      COEFICIENTULUI PUTERII MAXIME A LUI S
C  KA1 = GRADUL NUMARATORULUI PLUS 1
C  KB1 = GRADUL NUMITORULUI PLUS 1
C  A0V = VALOAREA NUMARATORULUI,EVALUAT PENTRU O RADACINA
C      REALA
C  A1V = VALOAREA DERIVATEI NUMARATORULUI,EVALUAT PENTRU
C      O RADACINA REALA
C  LA FEL PENTRU B1V,B2V,B3V
C  RR,RI = PARTILE REALA SI IMAGINARA A RADACINII COMPLEXE
C  A0R,A0I = VALOAREA NUMARATORULUI EVALUAT PENTRU RR,RI
C  LA FEL PENTRU B0R,B0I SI B1R,B1I
C  RE = PARTEA REALA A LUI (A0R,A0I)/(B1R,B1I)
C  IM = PARTEA IMAGINARA
C  OM = TABLOUL COEFICIENTILOR RASPUNSULUI IN TIMP
       IMPLICIT DOUBLE PRECISION(A-H,O-Z)
       DOUBLE PRECISION IM
       DIMENSION IM1(50),IM2(50)
       DIMENSION AI(KAI),BI(KBI),R(KR),OM(MBI,5)
       DIMENSION A(21),A1(20),B(22),B1(21),B2(20),B3(19)
       PXYR(XR,XI,YR,YI)=XR*YR-XI*YI
       PXYI(XR,XI,YR,YI)=XR*YI+XI*YR
       RXYR(XR,XI,YR,YI)=(XR*YR+XI*YI)/(YR**2+YI**2)
       RXYI(XR,XI,YR,YI)=(XI*YR-XR*YI)/(YR**2+YI**2)
       KOM=0
       KOD=0
       KOD1=0
```

```
      KOD2=0
C  ARANJAREA MATRICII A
      MKA=(KAI+1)/2
      DO 1 I=1,MKA
      T=AI(I)
      AI(I)=AI(KAI+1-I)
    1 AI(KAI+1-I)=T
      KA=21-MAI
      KA1=KA+1
      DO 3 I=1,21
      IF(I.LT.KA) GO TO 2
      A(I)=AI(22-I)
      GO TO 3
    2 A(I)=0.0
    3 CONTINUE
C  ARANJAREA MATRICII B
      MKB=(KBI+1)/2
      DO 4 I=1,MKB
      T=BI(I)
      BI(I)=BI(KBI+1-I)
    4 BI(KBI+1-I)=T
      KB=22-MBI
      KB1=KB+1
      DO 6 I=1,22
      IF(I.LT.KB) GO TO 5
      B(I)=BI(23-I)
      GO TO 6
    5 B(I)=0.0
    6 CONTINUE
C  COEFICIENTII DERIVATEI NUMARATORULUI
      DO 7 I=KA,20
    7 A1(I)=A(I)*(21-I)
C  COEFICIENTII DERIVATELOR NUMITORULUI
      DO 8 I=KB,21
    8 B1(I)=B(I)*(22-I)
      DO 9 I=KB,20
    9 B2(I)=B1(I)*(21-I)
      DO 10 I=KB,19
   10 B3(I)=B2(I)*(20-I)
      K=0
      DO 11 I=1,MBI
      X=R(2*I-1)
      Y=R(2*I)
      IF(X.EQ.0.0.AND.Y.EQ.0.0) GO TO 12
   11 CONTINUE
      GO TO 13
   12 K=K+1
      GO TO 11
   13 IF(K.GT.2) GO TO 14
      GO TO 34
   14 PRINT 15,K
   15 FORMAT(5X,'LAPIN KO  POL ORD.',I2,' IN ORIGINE')
      KOD=1
      RETURN
   16 IF(KOD1.NE.0) GO TO 18
      KOD1=1
      DO 17 I=1,MBI
```

```
      IM1(I)=0
   17 IM2(I)=0
      IC=0
   18 IC=IC+1
      XM=0.0
      YM=0.0
      K=0
      DO 22 I=1,MBI
      DO 19 ICC=1,IC
      IF(I.EQ.IM1(ICC)) GO TO 22
      IF(I.EQ.IM2(ICC)) GO TO 22
   19 CONTINUE
      X=R(2*I-1)
      Y=R(2*I)
      IF(X.NE.0.0.AND.Y.EQ.0.0) GO TO 20
      GO TO 22
   20 IF(XM.NE.0.0) GO TO 21
      XM=X
      K=K+1
      IM1(IC)=I
      GO TO 22
   21 IF(DABS(XM-X).GT.DABS(X)*1.D-10) GO TO 22
      K=K+1
      IM2(IC)=I
   22 CONTINUE
      IF(K.LE.2) GO TO 38
      PRINT 23,XM,K
   23 FORMAT(5X,'LAPIN KO',1PE17.7,2X,'POL REAL ORD',I5)
      KOD=1
      RETURN
   24 IF(KOD2.NE.0) GO TO 26
      KOD2=1
      DO 25 I=1,MBI
   25 IM1(I)=0
      IC=0
   26 XM=0.0
      YM=0.0
      L=0
      K=0
      DO 33 I=1,MBI
      DO 27 ICC=1,MBI
      IF(I.EQ.IM1(ICC)) GO TO 33
   27 CONTINUE
      X=R(2*I-1)
      Y=DABS(R(2*I))
      IF(Y.NE.0.0) GO TO 28
      GO TO 33
   28 IF(YM.NE.0.0) GO TO 31
      XM=X
      YM=Y
      IC=IC+1
      IM1(IC)=I
      GO TO 33
   29 PRINT 30,XM,YM
   30 FORMAT(5X,'LAPIN KO',2(1PE17.7),2X,'POL COMP.ORD.>1')
      KOD=1
      RETURN
```

```
   31 IF(DABS(XM-X).LE.DABS(X)*1.D-10.AND.DABS(YM-Y).LE.DABS(Y)*1.D-10)
     &GO TO 32
      GO TO 33
   32 L=L+1
      IF(L.NE.1) GO TO 29
      IC=IC+1
      IM1(IC)=I
      K=K+1
   33 CONTINUE
      GO TO 46
C  TEST PENTRU POLI IN ORIGINE
   34 IF(B(22).EQ.0.0.AND.B(21).NE.0.0) GO TO 35
      GO TO 36
C  POL DE ORDINUL INTII IN ORIGINE
   35 K=1
      KOM=KOM+1
      OM(KOM,1)=1.
      OM(KOM,2)=0.0
      OM(KOM,3)=0.0
      OM(KOM,4)=A(21)/B(21)
      OM(KOM,5)=0.0
      GO TO 16
   36 IF(B(22).EQ.0.0.AND.B(21).EQ.0.0) GO TO 37
C  NU SINT POLI IN ORIGINE
      GO TO 16
C  POL DE ORDINUL DOI IN ORIGINE
   37 K=2
      KOM=KOM+1
      OM(KOM,1)=2.
      OM(KOM,2)=0.0
      OM(KOM,3)=0.0
      OM(KOM,4)=(B(20)*A(20)-B(19)*A(21))/B(20)**2
      OM(KOM,5)=A(21)/B(20)
      GO TO 16
   38 CONTINUE
      IF(K.EQ.0) GO TO 24
      IF(K.EQ.1) GO TO 43
C  POL NENUL DE ORDINUL DOI
C  EVALUAREA NUMARATORULUI
      A0V=A(KA)
      DO 39 I=KA1,21
   39 A0V=XM*A0V+A(I)
C  EVALUAREA PRIMEI DERIVATE A NUMARATORULUI
      A1V=A1(KA)
      DO 40 I=KA1,20
   40 A1V=XM*A1V+A1(I)
C  EVALUAREA DERIVATEI A DOUA A NUMITORULUI
      B2V=B2(KB)
      DO 41 I=KB1,20
   41 B2V=XM*B2V+B2(I)
C  EVALUAREA DERIVATEI A TREIA A NUMITORULUI
      B3V=B3(KB)
      DO 42 I=KB1,19
   42 B3V=XM*B3V+B3(I)
      KOM=KOM+1
      OM(KOM,1)=4.
      OM(KOM,2)=XM
```

```
      OM(KOM,3)=YM
      OM(KOM,4)=(B2V/2.0*A1V-A0V*B3V/6.0)/(B2V**2/4.0)
      OM(KOM,5)=2.0*A0V/B2V
      GO TO 16
C  POL NENUL DE ORDINUL INTII
C  EVALUAREA NUMARATORULUI
   43 A0V=A(KA)
      DO 44 I=KA1,21
   44 A0V=XM*A0V+A(I)
C  EVALUAREA PRIMEI DERIVATE A NUMITORULUI
      B1V=B1(KB)
      DO 45 I=KB1,21
   45 B1V=XM*B1V+B1(I)
      KOM=KOM+1
      OM(KOM,1)=3.
      OM(KOM,2)=XM
      OM(KOM,3)=YM
      OM(KOM,4)=A0V/B1V
      OM(KOM,5)=0.0
      GO TO 16
   46 IF(K.EQ.0) GO TO 59
C  POL COMPLEX DE ORDINUL INTII
C  IMBUNATATIREA APROXIMATIILOR RADACINILOR FOLOSIND
C     METODA NEWTON-RAPHSON
C  SE PORNESTE CU RADACINILE OFERITE DE CARAD
      RRE=XM
      RIE=YM
      IK=1
C  EVALUAREA POLINOMULUI NUMITOR
   47 B0R=B(KB)
      B0I=0.0
      DO 48 I=KB1,22
      T=PXYR(RRE,RIE,B0R,B0I)+B(I)
      B0I=PXYI(RRE,RIE,B0R,B0I)
   48 B0R=T
C  EVALUAREA DERIVATEI POLINOMULUI NUMITOR
      B1R=B1(KB)
      B1I=0.0
      DO 49 I=KB1,21
      T=PXYR(RRE,RIE,B1R,B1I)+B1(I)
      B1I=PXYI(RRE,RIE,B1R,B1I)
   49 B1R=T
C  GASESTE NOILE APROXIMATII
      RR=RRE-RXYR(B0R,B0I,B1R,B1I)
      RI=RIE-RXYI(B0R,B0I,B1R,B1I)
C  VERIFICA CONVERGENTA
      E=DABS(RR-RRE)+DABS(RI-RIE)
      IF(E.LT.1.D-7) GO TO 52
      IF(IK.GT.100) GO TO 50
      IK=IK+1
      RRE=RR
      RIE=RI
      GO TO 47
   50 PRINT 51,E
   51 FORMAT(5X,'CONV.ESTE NUMAI DE ',1PE17.7)
   52 CONTINUE
C  NOILE VALORI ALE RADACINILOR SE FOLOSESC IN CALCULUL
```

```
C       TRANSFORMATEI LAPLACE INVERSE
C   EVALUAREA NUMARATORULUI
        A0R=A(KA)
        A0I=0.0
        DO 53 I=KA1,21
        T=PXYR(RR,RI,A0R,A0I)+A(I)
        A0I=PXYI(RR,RI,A0R,A0I)
    53  A0R=T
C   EVALUAREA DERIVATEI NUMITORULUI
        B1R=B1(KB)
        B1I=0.0
        DO 54 I=KB1,21
        T=PXYR(RR,RI,B1R,B1I)+B1(I)
        B1I=PXYI(RR,RI,B1R,B1I)
    54  B1R=T
C   CALCULUL PARAMETRILOR
        KOM=KOM+1
        RE=RXYR(A0R,A0I,B1R,B1I)
        IM=RXYI(A0R,A0I,B1R,B1I)
        OM(KOM,1)=5.
        OM(KOM,2)=RR
        OM(KOM,3)=DABS(RI)
        OM(KOM,4)=2.0*DSQRT(RE**2+IM**2)
        OM(KOM,5)=DATAN2(RE,-IM)
C   REDUCEREA UNGHIULUI OM(KOM,5) LA PRIMUL SAU AL PATRULEA
C       CADRAN SI COMPENSAREA LUI OM(KOM,4)
        PI=3.14159265
        IF(DABS(OM(KOM,5)).LT.PI/2.) GO TO 58
        IF(OM(KOM,5))55,57,56
    55  OM(KOM,5)=OM(KOM,5)+PI
        GO TO 57
    56  OM(KOM,5)=OM(KOM,5)-PI
    57  OM(KOM,4)=-OM(KOM,4)
    58  GO TO 24
    59  KOMA=KOM+1
        DO 60 I=KOMA,MBI
        DO 60 J=1,5
    60  OM(I,J)=0.0
        RETURN
        END
        SUBROUTINE SCRAPIT(OM,KOM,MBI)
C   SCRIE FORMA ANALITICA A RASPUNSULUI IN TIMP
        DOUBLE PRECISION OM(MBI,5)
        DIMENSION IM(21)
        DATA A,B/1H+,1H /
        PRINT 1
     1  FORMAT(T16,5HF(T)=)
        DO 5 I=1,KOM
        IF(OM(I,1).NE.1.) GO TO 5
        IF(OM(I,4).GE.0.) GO TO 2
        C=B
        GO TO 3
     2  C=A
     3  PRINT 4,C,OM(I,4)
     4  FORMAT(T21,A1,1PE13.6)
     5  CONTINUE
        DO 11 I=1,KOM
```

```
      IF(OM(I,1).NE.2.) GO TO 11
      IF(OM(I,4).GE.0.) GO TO 6
      C=B
      GO TO 7
    6 C=A
    7 IF(OM(I,5).GE.0.) GO TO 8
      D=B
      GO TO 9
    8 D=A
    9 PRINT 10,C,OM(I,4),D,OM(I,5)
   10 FORMAT(T21,A1,1PE13.6,A1,1PE13.6,2H*T)
   11 CONTINUE
      DO 12 I=1,KOM
   12 IM(I)=0
      IC=0
      DO 17 I=1,KOM
      DO 13 J=1,KOM
      IF(IM(J).EQ.I) GO TO 17
   13 CONTINUE
      IF(OM(I,1).NE.3.) GO TO 17
      IC=IC+1
      IM(IC)=I
      IF(OM(I,4).GE.0.) GO TO 14
      C=B
      GO TO 15
   14 C=A
   15 PRINT 16,C,OM(I,4),OM(I,2)
   16 FORMAT(T21,A1,1PE13.6,5H*EXP(,1PE13.6,3H*T))
   17 CONTINUE
      DO 18 I=1,KOM
   18 IM(I)=0
      IC=0
      DO 25 I=1,KOM
      DO 19 J=1,KOM
      IF(IM(J).EQ.I) GO TO 25
   19 CONTINUE
      IF(OM(I,1).NE.4.) GO TO 25
      IC=IC+1
      IM(IC)=I
      IF(OM(I,4).GE.0.) GO TO 20
      C=B
      GO TO 21
   20 C=A
   21 IF(OM(I,5).GE.0.) GO TO 22
      D=B
      GO TO 23
   22 D=A
   23 PRINT 24,C,OM(I,4),OM(I,2),D,OM(I,5),OM(I,2)
   24 FORMAT(T21,A1,1PE13.6,5H*EXP(,1PE13.6,3H*T),A1,1PE13.6,7H*T*EXP(,1
     &PE13.6,3H*T))
   25 CONTINUE
      DO 26 I=1,KOM
   26 IM(I)=0
      IC=0
      DO 33 I=1,KOM
      DO 27 J=1,KOM
      IF(IM(J).EQ.I) GO TO 33
```

```
   27 CONTINUE
      IF(OM(I,1).NE.5.) GO TO 33
      IC=IC+1
      IM(IC)=I
      IF(OM(I,4).GE.0.) GO TO 28
      C=B
      GO TO 29
   28 C=A
   29 IF(OM(I,5).GE.0.) GO TO 30
      D=B
      GO TO 31
   30 D=A
   31 PRINT 32,C,OM(I,4),OM(I,2),OM(I,3),D,OM(I,5)
   32 FORMAT(T21,A1,1PE13.6,5H*EXP(,1PE13.6,6H*T)*SIN(,1PE13.6,2H*T,A1,1
     &PE13.6,1H))
   33 CONTINUE
      RETURN
      END
.          LINK,
.          RUN
    0      4

    1.     .000000E+00     .000000E+00  -1.827209E+01     .000000E+00

    3.   -1.759288E+01     .000000E+00   3.503064E+01     .000000E+00

    5.   -2.817211E+01    3.122504E+02   4.336430E+01   -5.062314E-01

    5.   -1.308514E+01    3.280034E+01   4.354926E+00    1.370850E+00

F(T)=
      -1.827209E+01
     + 3.503064E+01*EXP(-1.759288E+01*T)
     + 4.336430E+01*EXP(-2.817211E+01*T)*SIN( 3.122504E+02*T -5.062314E-01)
     + 4.354926E+00*EXP(-1.308514E+01*T)*SIN( 3.280034E+01*T+ 1.370850E+00)
*STOP*
```

RECENZII

TIETZE, U., SCHENK, C. — **Circuits à semi-conducteurs.** — Quatrième èdition completement revue et augmentèe. Springer, Berlin—Heidelberg — New-York, 1979, 804 figures, 715 pages.

Noua ediţie a acestei lucrări care a devenit un *standard* în electrotehnică, a fost complet revizuită şi readaptată la recentele progrese realizate în tehnologie. Ea ajută la înţelegerea şi dezvoltarea schemelor existente atît în telecomunicaţii şi prelucrarea datelor, cît şi în alte diverse domenii, în care se impune existenţa unei măsurări, comenzi sau a unui reglaj.

Lucrarea cuprinde două părţi.

În prima parte sînt incluse capitolele : *Definiţia mărimilor folosite*; *Reţele RC şi RLC pasive; Diode; Tranzistorul şi montajele sale de bază; Tranzistoare cu efect de cîmp; Amplificatorul operaţional; Circuite basculante; Scheme logice de bază; Componente optoelectronice.* Ea conţine o introducere a cunoştinţelor de bază privind circuitele analogice şi digitale cu semiconductoare, necesară, mai ales, studenţilor (autorii sînt şi colaboratori ai Catedrei de electronică de la Universitatea Erlangen — Nürenberg). Sînt tratate, îndeosebi, componentele, iar pentru aprofundarea fenomenelor fizice din semiconductoare se fac trimiteri la o bibliografie cuprinzătoare. În analiza schemelor prezentate se neglijează efectele secundare, prin aceasta autorii declarîndu-şi intenţia de a-i pune pe cititori în situaţia să pătrundă calitativ în înţelegerea interacţiunilor esenţiale.

A doua parte a cărţii cuprinde capitolele : *Scheme analogice de calcul, liniare şi neliniare; Surse comandate şi convertoare de impedanţă; Filtre active; Amplificatoare de bandă largă; Amplificatoare de putere; Surse de alimentare; Comutatoare analogice şi comparatoare; Generatoare de semnal: Scheme de comutaţie (logică combinatorie); Logică secvenţială; Microprocesoare; Filtre digitale; Transferarea şi afişarea datelor; Convertoare D/A şi A/D; Scheme de măsură; Regulatoare electronice.* Ea este orientată către aplicaţii avînd drept scop să dea o privire de ansamblu asupra multiplelor posibilităţi de folosire a schemelor oferite, avînd în vedere cele mai noi circuite integrate.

Ţinînd seama că în ceea ce priveşte tehnica digitală, în cazul fiecărei utilizări, se pot obţine o multitudine de soluţii constructive, din lucrare rezultă o nouă strategie a optimizării : în loc de a urmări minimizarea numărului de corelări logice se încearcă o combinaţie convenabilă între componentele cele mai adecvate.

Pentru a facilita trecerea de la tehnica digitală convenţională la tehnica utilizării microprocesoarelor — în care caz se utilizează aceeaşi schemă iniţială, care se poate aplica diverselor necesităţi de utilizare prin transferarea dezvoltării şi adaptării ei continue în planul programării, se tratează într-un capitol separat aspectele de hardware şi software.

Capitolele acestei părţi sînt astfel concepute încît cititorul avizat să poată pătrunde rapid în domeniul său de specialitate. Pentru a se putea ajunge la versiuni practice pe calea cea mai scurtă s-au prezentat, pentru diferitele scheme de principiu, exemple de soluţii tipice, ale căror caracteristici funcţionale au fost verificate prin montaje de laborator; mai mult, în anexă sînt date adresele unor producători de elemente semiconductoare.

Cartea interesează atît pe studenţii, cît şi pe fizicienii şi inginerii electrotehnicieni şi electronişti care lucrează în producţie, proiectare, cercetare şi învăţămînt.

Ing. *G. Curiac* ICPET

Activitatea CIGRÉ şi informarea tehnică prin revista Electra

Conferinţa Internaţională a Marilor Reţele Electrice de Înaltă Tensiune — CIGRÉ este o organizaţie internaţională cu sediul la Paris, la care ţara noastră este afiliată. Ea are scopul de a stimula progresul tehnic în domeniul concepţiei şi funcţionării echipamentelor electrice, liniilor şi staţiilor electrice, precum şi al planificării şi funcţionării sistemelor energetice, prin facilitarea schimburilor de informaţii tehnico-ştiinţifice în aceste domenii.

CIGRÉ îşi desfăşoară activitatea în cadrul sesiunilor bienale şi în cadrul a 15 comitete de studii cu activitate permanentă, din care fac parte specialişti de înaltă calificare din diverse ţări. Aceştia organizează anchete, sinteze internaţionale şi studii în comun, asupra tuturor problemelor importante care condiţionează progresul în domeniile lor de activitate.

Cele 15 comitete de studii (grupe) ale CIGRÉ au următoarele tematici :

Echipamente

11. Maşini rotative
12. Transformatoare de putere
13. Întrerupătoare
14. Legături în curent continuu
15. Materiale electroizolante

Instalaţii

21. Cabluri electrice de înaltă tensiune
22. Linii electrice aeriene
23. Staţii electrice

Sisteme energetice

31. Planificarea sistemelor energetice
32. Exploatarea, comanda şi reglajul sistemelor energetice
33. Supratensiuni şi coordonarea izolaţiei
34. Protecţie
35. Teletransmisii, telecomunicaţii
36. Perturbaţii
41. Viitorul transporturilor şi al sistemelor energetice.

Cu ocazia sesiunilor bienale CIGRÉ, se publică rapoartele sesiunilor 21, cu contribuţiile specialiştilor din diverse ţări şi cu rezultatele obţinute de comitetele de studii.

Între sesiuni, CIGRÉ editează şi difuzează, exclusiv membrilor săi, **revista ELECTRA**, o publicaţie de un înalt nivel tehnic, care apare la fiecare două luni şi în care se publică rezultatele mai importante obţinute de Comitetele de studii, ca şi contribuţiile de valoare deosebită aduse de specialiştii din comitete.

De exemplu, nr. 66 (octombrie 1979) al revistei Electra are următorul conţinut :

— Fiabilitatea marilor motoare electrice ;

— Specificaţii de încercări privind performanţele de închidere a întrerupătoarelor. II — Întrerupătoare echipate cu rezistenţe de închidere ;

— Calculul caracteristicilor cablurilor cu răcire forţată în regim permanent;

— Contor pentru înregistrarea loviturilor de trăznet perfecţionat.

— Aplicaţii, experimentări şi dezvoltări în domeniul protecţiilor liniilor de transport care utilizează legături de transmisie.

Revista **ELECTRA** poate fi procurată prin simpla înscriere a membrilor individuali la CIGRÉ, fără taxe suplimentare pentru abonament.

Calitatea de membri CIGRÉ dă posibilitatea participării, cu taxe reduse la înscriere, la sesiunile CIGRÉ ce au loc la Paris la fiecare doi ani, membrii CIGRÉ primind invitaţii individuale.

La propunerea Comitetului Naţional Român CIGRÉ, specialiştii membri CIGRÉ pot deveni membrii în Comitetele de Studii şi grupele de lucru ale acestora, participînd astfel la activităţile permanente ale acestor organisme.

Cotizaţia de membru individual al CIGRÉ este de 150 franci francezi pe an (circa 900 — 1 000 lei la cursul valutar practicat).

Pentru înscrierea ca membru CIGRÉ doritorii se vor adresa secretariatului CNR — CIGRÉ, prof. dr. docent ing. V. I. Nitu, director tehnic la I.S.P.E., Bd. Lacul Tei Nr. 1, Bucureşti

EXPO '80

FOREIGN TRADE · PUBLICITY AGENCY · PUBLICOM ROMANIA

PUBLICOM

Bucureşti — Republica Socialistă România
Bd. N. Bălcescu 22
Phone — Telephone — Fernruf: 14.75.35
Cables — Télégr. — Drahtanschrift: PUBLICOM
Telex: CAMROM 374

Agenţia de publicitate pentru comerţ exterior PUBLICOM invită specialiştii interesaţi să viziteze expoziţia internaţională

TEHNICA NUCLEARĂ '80

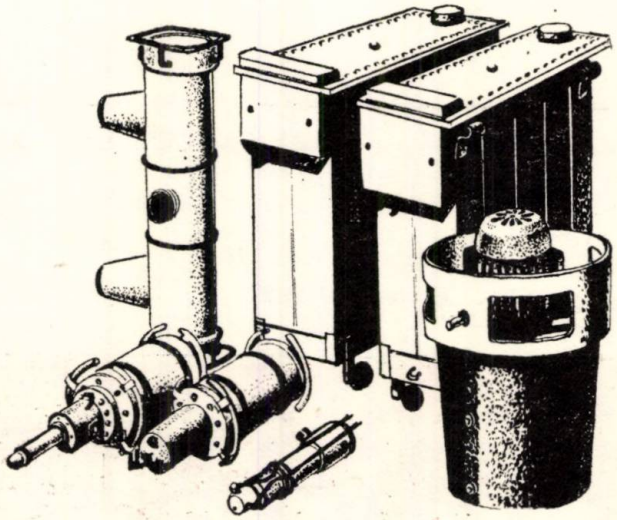
organizată la Bucureşti în perioada 3—6.VI.1980.

Prezenta invitaţie este valabilă pentru un număr nelimitat de specialişti.
Pentru detalii privind firmele expozante, locul expoziţiei şi orele de vizitare rugăm să vă adresaţi la PUBLICOM, Bucureşti Bd. N. Bălcescu, nr. 22, telefon 14.75.35 sau 15.47.07/interior 95 sau 98.

Controler de defecte industrial cu raze x

RAP-150/300

pentru tensiune anodică pînă la 300 kV



Pentru controlul nedistructiv al pieselor metalice şi nemetalice, sudurilor, lucrărilor metalice efectuate atît în atelier, cît şi în laborator.

- radioscopia lucrărilor în oţel cu grosimea pînă la 80 mm, în aluminiu - pînă la 250 mm.
- polivalenţă datorită folosirii a patru radiatoare cu raze X cu directivitate panoramică.

Exportator:

Techsnabexport

USSR MOSCOW

32/34, Smolenskaia — Sennaia; 121200 Moscova,
Telefon: 244—32 — 85; Telex: 7628

PUBLICOM

CAS-ICCE '80

CONFERINȚA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE

EDIȚIA a 3-a
TIMIȘUL DE SUS
9-11 oct '80
ORGANIZATĂ DE
CCSITS (ICCE)

1 OKT 1980

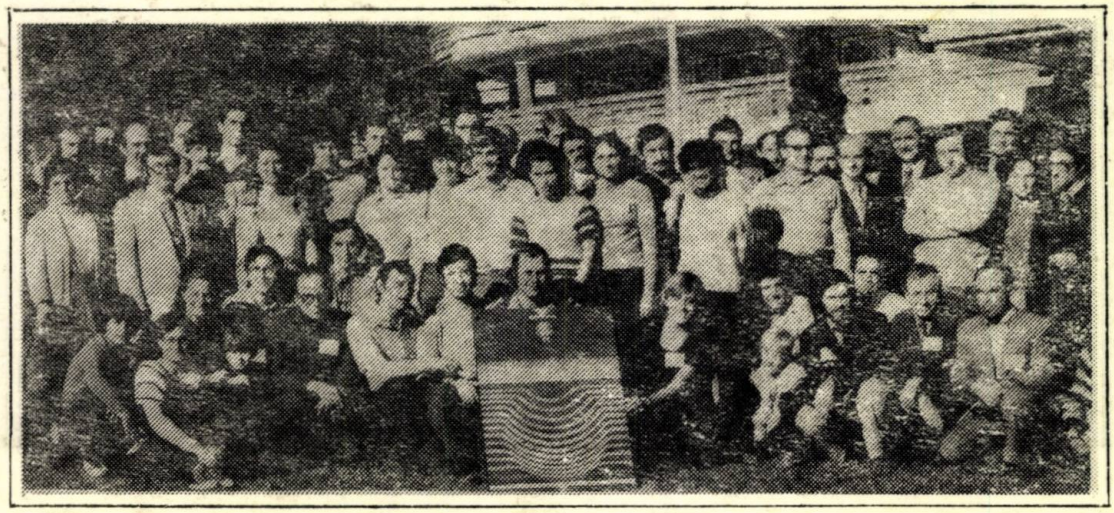
In profilul Conferinței de SEMICONDUCTOARE sînt cuprinse următoarele grupări tematice:

- analiză și modelare
- circuite integrate
- dispozitive discrete
- tehnologii și metode de caracterizare
- testare și aplicații

Acceptarea lucrărilor se va face în două etape consecutive și interdependente. Pentru aceasta s-a fixat termenul limită pentru primirea rezumatelor: 30 mai 1980, termenul limită pentru primirea lucrărilor: 30 iulie 1980. Atît rezumatele, cît și lucrările complete se vor trimite tovarășului Bejan Alexandru pe adresa:

CCSITS (ICCE) str. Erou Iancu Nicolae nr. 32 B, sector 2, 72996 București
tel. 33. 38. 30. 278 sau 33. 30. 40

Participanți la CAS '79



E 2040 / 1

BIBLIOTECA R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 28 Nr. 5 • IULIE 1980

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 28 Nr. 5 iulie 1980

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.316.9

SOLICITĂRI TERMICE CĂI DE CURENT PROTECŢIE ELECTROTERMICĂ

Suciu, I. : **Calculul solicitărilor termice ale unui conductor sub acţiunea simultană a curentului de conducţie şi a unei surse calorice exterioare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, iulie 1980, p. 205

Se determină solicitarea termică, la regim normal de durată şi de scurtă durată sub acţiunea curenţilor de scurtcircuit, a căilor de curent expuse la încălziri suplimentare sub influenţa unor surse calorice exterioare, în ipotezele teoriei clasice dezvoltate, cînd pierderile variază cu temperatura. Se prezintă influenţa surselor calorice asupra valorii *integralei Joule* $\int_0^t j^2(t) \cdot dt$.

CZ 513.83 : 621.311.161

CIRCUITE ELECTRICE ELEMENTE MULTIPOLARE GRAFURI MATRICEALE

Cristea, P., Preda, M., Tuduce, R. : **Grafuri matriceale ale circuitelor electrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, iulie 1980, p. 211

Sînt supuse metode sistematice de construcţie directă a grafurilor matriceale ale circuitelor electrice cuprinzînd elemente nereciproce de orice tip.

CZ 621.313.33 : 621.314.6

TURAŢIE REGLABILĂ MAŞINA ASINCRONĂ

Babescu, M. : **Asupra performanţelor motorului asincron dintr-o caseadă cu elemente statice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, iulie 1980, p. 221

Se prezintă calculul performanţelor maşinii asincrone cu indusul legat la un ansamblu de mutatoare : redresor-invertor.

Se dă forma de variaţie a curenţilor (primar şi secundar) şi cuplului, în funcţie de alunecarea maşinii.

CZ 621.313.2 : 621.316.5

ELECTRONICA DE PUTERE GENERATOR SINCRON COMPONENTE DE COMANDĂ

Ciofu, L. V. : **Situaţia actuală şi de perspectivă a electronicii de putere în R.S.R.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, iulie 1980, p. 224

Se prezintă o sinteză a elementelor electronicii de putere în perioada actuală şi în perspectivă.

CZ 621.313.8 : 621.3.014.8

GENERATOR SINCRON SCURTCIRCUIT TRIFAZAT MODELARE MATEMATICĂ

Dogaru, M., Iordache, M., Voicu, N. : **Modelarea matematică a regimurilor de funcţionare la scurtcircuit trifazat bruse şi la mersul în asincron a turbogeneratoarelor de mare putere, asistată de calculatorul numeric.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, iulie 1980, p. 228

Lucrarea prezintă o metodă de modelare matematică a regimurilor de funcţionare la scurtcircuit trifazat brusc, cînd scurtcircuitul are loc chiar la bornele generatorului şi la mersul în asincron, cînd are loc pierderea temporară a excitaţiei, pentru turbogeneratoare de mare putere. Se evidenţiază influenţele considerării neliniarităţii caracteristicii de magnetizare şi a efectelor rotorului masiv asupra regimurilor de funcţionare a turbogeneratoarelor de mare putere.

CZ 621.313.2 : 621.314.63

MOTOR DE C.C. FENOMEN DE COMUTAŢIE CURENŢI TURBIONARI

Tigler, M. : **Curenţi turbionari din conductoarele înfăşurării rotorice cauzaţi de comutaţie şi efectul lor asupra comutaţiei.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, iulie 1980, p. 236

Se prezintă un comentariu general al efectelor curenţilor turbionari din conductoarele înfăşurării rotorice rezultaţi din comutaţie ; aceştia măresc pierderile din maşină, deci scad randamentul, dar favorizează comutaţia prin micşorarea tensiunilor bobinelor rotorice, asociate cu reversările curentului rotoric cauzate de comutaţie.

CZ 621.316.9 : 621.3.014.31

ARC ELECTRIC SIGURANŢE DE JOASĂ TENSIUNE

Tomoioaga, R. : **Experimentări asupra arderii arcului electric în siguranţele de joasă tensiune.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, iulie 1980, p. 243

Lucrarea clarifică unele proprietăţi fizice ale mediului de stingere a arcului electric folosit la siguranţele cu mare putere de rupere şi joasă tensiune.

CZ 621.3.042

CIRCUITE IMPRIMATE POZIŢIONAREA AUTOMATĂ A MODULELOR

Mihai, C. : **Poziţionarea automată a modulelor pe circuitul imprimat,**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, iulie 1980, p. 248

Articolul prezintă programe pentru stabilirea automată a poziţiei optime a modulelor pe circuitul imprimat.

CZ 538.565.4

EVALUARE TESTARE GRAFIC PROCES TRANZITORIU AMORTIZAT TRANSFORMATA LAPLACE INVERSĂ

Tatoiu, G. V. : **Subprogram pentru evaluare şi trasarea graficului transformatei Laplace inverse în timpul procesului tranzitoriu amortizat.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, iulie 1980, p. 251

Subprogramul, stabilind intervalul teoretic de amortizare, evaluează şi trasează graficul transformatei Laplace inverse în timpul procesului tranzitoriu, utilizînd un număr minim de puncte de reprezentare, prin calculul variaţiei derivatelor corespunzătoare acestor puncte.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing.REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.),* organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al institutului de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.).* Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA“,* Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2318. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.316.9

ТЕРМИЧЕСКАЯ НАГРУЗКА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКАЯ ЗАЩИТА

Сучу, И.: **Расчёт термической нагрузки проводника при совместном воздействии тока проводимости и внешнего источника тепла.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, июль 1980, стр. 205

Определяется термическая нагрузка, при нормальном режиме длительности и при коротковременной длительности под воздействием токов короткого замыкания электрических линий, подвергаемых дополнительному нагреву под воздействием внешних источников тепла, при гипотезах развитых классических теорий, когда потери варьируют с изменением температуры.

УДК 513.83 : 621.311.161

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ; МНОГОПОЛЮСНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ МАТРИЧНЫЕ ГРАФЫ

Кристя, П., Преда, М., Тудуче, Р.: **Матричные графы электрических цепей**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, июль 1980, стр. 211

Представляются систематические методы непосредственного построения матричных графов электрических цепей, включающие не взаимные элементы любого типа.

621.313.33 : 621.314.6

РЕГУЛИРУЕМОЕ ВРАЩЕНИЕ АСИНХРОННАЯ МАШИНА

Бабеску, М.: **О технических характеристиках асинхронного двигателя в каскаде статистических элементов.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, июль 1980, стр. 221

Представляется расчёт технических характеристик асинхронной машины с якорем, соединенным с ансамблем мутаторов: выпрямитель-инвертор.

Представляется форма изменения токов (первичный и вторичный) и соединения в зависимости от скольжения машины.

УДК 621.313.2 : 621.316.5

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА СИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР

Чофу, Л. В.: **Современное положение и перепективы силовой электроники в ССР.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, июль 1980, стр. 224

Оредставляется краткое описание современных и перспективных силовых электронных элементов.

УДК 621.313.8 : 621.3.014.8

СИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР ТРЕХФАЗНОЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ

Догару, М., Иордаке, М., Войку, Н.: **Математическое моделирование режимов функционирования при внезапном трёхфазном котротком замыкании и при асинхронном ходе турбогенераторов большой мощности при помощи вычислительной машины.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, июль 1980, стр. 228

Работа представляет метод математического моделирования режимов функционирования при внезапном трёхфазном коротком замыкании, когда короткое замыкание происходит на зажимах генератора при асинхронном ходе, когда происходит временная потеря возбуждения, для генераторов большой мощности.

УДК 621.313.2 : 621.314.63

ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА ЯВЛЕНИЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ВИХРЕВЫЕ ТОКИ

Циглер, М.: **Вихревые токи в проводниках обмтоки ротора в результате переключения и их влияние на переключение.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, июль 1980, стр. 236

Представляется общее описание эффекта вихревых токов в проводниках роторной обмотки, возникших в результате переключения; вихревые токи увеличивают потери в машине, что ведет к снижению коэффициента полезного действия, но положительно воздействует на переключение путём уменьшения напряжения роторных катушек, связанных с реверсивированием роторного тока, вызванных переключением.

УДК 621.316.9 : 621.3.014.31

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ДУГА ПРЕДОХРАНИТЕЛИ НИЗКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Томойоага, Р.: **Испытания горения электрической дуги в предохранителях низкого напряжения.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, июль 1980, стр. 243

Работа выясняет физические свойства среды гашения электрической дуги, используемой в предохранителях с разрывом большой мощности и низким напряжением.

УДК 621.3.042

ПЕЧАТНЫЕ ЦЕПИ АВТОМАТИЧЕСКИЕ РАЗМЕЩЕНИЕ МОДУЛЕЙ

Михай, К.: **Автоматическое размещение моделей на печатной схеме.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, июль 1980, стр. 248

Статья представляет программу для автоматического определения оптимальной позиции модулей на печатной схеме.

УДК 538.565.4

РАСЧЁТ И ПОСТРОЕНИЕ ГРАФИКА АМОРТИЗОВАННЫЙ ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС

Татою, Г. В.: **Подпрограмма для расчёта и построения графика обратного образа функции при преобразовании Лапласа во время амортизованного переходного процесса.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, июль 1980, стр. 251

Подпрограмма, устанавливая теоретический интервал амортизирования, вычисляет и строит график обратного образа функции при преобразовании Лапласа во время переходного процесса, используя минимальное количество точек пересечения, путём вычисления варьирования производных соответствующих этим точкам.

INHALT

DK 621.316.9

THERMISCHE BEANSPRUCHUNGEN DER STROMPFADE, ELEKTROTHERMISCHER SCHUTZ

Suciu, I. : **Die Berechnung der thermischen Beanspruchungen eines Leiters unter simultanem Einfluss des Leitungsstroms und einer äusseren Wärmequelle.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** Nr. 5, Juli 1980, S. 205

Es wird die thermische Beanspruchung der zusätzlichen Erwärmungen unter dem Einfluss, äusseren Wärmequellen ausgesetzten Strompfaden bei normalem Dauerbetrieb und kurzzeitigem Betrieb unter dem Einfluss der Kurzschlussströme gemäss den Hypothesen der erweiterten klassischen Theorie, wenn die Verluste mit der Temperatur variieren, berechnet. Es wird der Einfluss der Wärmequellen auf den Wert *Joule-Integral*, $\int_0^t j^2(t) \cdot dt$. geschildert.

DK 513.83 : 621.311.161

STROMKREISE VIELPOLIGE ELEMENTE MATRIXGRAPHEN

Cristea, P., Preda, M., Tuduce, R. : **Matrixgraphen der Stromkreise.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** Nr. 5, Juli 1980, S. 211

Es werden systematische Methoden direkter Konstruktion der Matrixgraphen von Stromkreisen, die nichtreziproke Elemente jedwelchen Typs enthalten, vorgestellt.

DK 621.313.33 : 621.314.6

REGELBARE DREHZAHL
ASYNCHRONMAS

Babescu, M. : **Uber die Leistungen eines Asynchronmotors aus einer Kaskade statischer Elemente.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** Nr. 5, Juli 1980, S. 221

Es werden die Leistungen der Asynchronmaschine mit einem Anker, der an eine aus einem Gleichrichter und einem Wechselrichter bestehende Stromrichterinheit angeschlossen ist, berechnet.

Es wird die Variationsform der Ströme (primäre und sekundäre) und des Drehmoments in Abhängigkeit vom Asynchronmaschinenschlupf angegeben.

DK 621.313.2 : 621.316.5

LEISTUNGSELEKTRONIK
SYNCHRONGENERATOR

Ciofu, L. V. : **Der gegenwärtige Stand und die Zukunftsaussichten der Leistungselektronik.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** Nr. 5, Juli 1980, S. 224

Es werden eine Synthese des gegenwärtigen Entwicklungsstandes der Leistungselektronik und ihre Zukunftsaussichten vorgestelt.

DK 621.313.8 : 621.3.014.8

SYNCHRONGENERATOR
DREIHPHASIGER KURZSCHLUSS
MATHEMATISCHE MODELLIERUNG

Dogaru, M., Iordache, M., Voicu, N. : **Vom Digitalrechner unterstützte mathematische Modellierung des Betriebs bei plötzlichem dreiphasigem Kurzschluss und beim Asynchronlauf der Hochleistungsturbogeneratoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** Nr. 5, Juli 1980, S. 228

Es wird eine Methode zur mathematischen Modellierung der Betriebsarten der Hochleistungsturbogeneratoren bei plötzlichem dreiphasigem Kurzschluss, wenn der Kurzschluss an den Generatorklemmen auftritt, und beim Asynchronlauf, wenn die Erregung einen zeitweiligen Verlust aufweist, geschildert.

DK 621.313.2 : 621.314.63

GLEICHSTROMMOTOR
KOMMUTIERUNGSVORGANG
WIRBELSTRÖME

Tigler, M. : **Durch Kommutierung hervorgerufene Wirbelströme aus den Leitern der Läuferwicklung und ihre Einwirkung auf die Kommutierung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** Nr. 5, Juli 1980, S. 236

Es wird die Wirkung der Wirbelströme aus den Leitern der Läuferwicklung, die durch die Kommutierung hervorgerufen wurden, geschildert. Diese Wirbelströme steigern die Verluste in der Maschine und verringern somit die Leistungsfähigkeit ; sie begünstigen aber die Kommutierung durch Herabsetzung der Spannungen der Läuferspulen, die mit den durch die Kommutierung hervorgerufenen Umkehrungen des Läuferstroms zusammengeschlossen sind.

DK 621.316.9 : 621.3.014.31

LICHTBOGEN
NIEDERSPANNUNGSSICHERUNGEN

Tomoioaga, E. : **Untersuchung des Lichtbogens in Niederspannungssicherungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** Nr. 5, Juli 1980, S. 243

Die Arbeit klärt einige physikalische Eigenschaften des Löschmediums des Lichtbogens in Niederspannungshochleistungssicherungen.

DK 621.3.042

GEDRUKTE SCHALTUNGEN
AUTOMATISCHE MODULEINSTELLUNG

Mihai, C. : **Automatische Moduleinstellung auf der gedruckten Schaltung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** Nr. 5, Juli 1980, S. 248

Der Artikel stellt Programme zur automatischen Lagenbestimmung des Moduls auf einer gedruckten Schaltung vor.

DK 538.565.4

BEWERTUNG UNTERSUCHUNG, DIAGRAMM
GEDÄMPFTER ÜBERGANGSPROZESS

Tatoiu, G. V. : **Unterprogramm zur Bewertung und zur Umreissung des Diagramms der umgekehrten Laplace-Transformation während des gedämpften Übergangsprozesses.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** Nr. 5, Juli 1980, S. 251

Indem das Unterprogramm das theoretische Dämpfungsintervall festlegt, bewertet und umreisst es das Diagramm der umgekehrten Laplace-Transformation während des Übergangsprozesses, wobei eine Mindestzahl von Darstellungspunkten durch die Berechnungsvariierung der entsprechenden Ableitung dieser Punkte werwendet wird.

CONTENTS

DC 621.316.9

CURRENT PATH THERMAL STRESSES
ELECTRO-THERMAL PROTECTION

Suciu, I. : **Computation of conductor thermal stresses under the simultaneous action of the conduction current and of an exterior thermal source.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, July 1980, p. 205

The current paths thermal stress is determined, in normal and short duration regime under the short-cicuit current action, the current paths being subjected to additional heating under the influence of some exterior thermal sources, on the basis of the developed classical theory, when the losses vary function of the temperature. The influence of the thermal sources upon *Joule's integral* $\int_0^t j^2(t)\cdot dt$. value, is presented.

DC 513.83 : 621.311.161

ELECTRICAL CIRCUITS
MULTIPOLAR ELEMENTS
MATRIX GRAPHS

Cristea, P., Preda, M., Tuduce, R. : **Electrical circuits matrix graphs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr, 5, July 1980, p. 211

Some systematic methods for directly constructing the electrical circuits matrix graphs comprising non-reciprocal elements of any type, are presented.

DC 621.313.33 : 621.314.6

CONTROLLABLE ROTATION
INDUCTION MACHINE

Babescu, M. : **On the induction motor performances in a cascade comprising static elements.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, July 1980, p. 221

The induction machine performance calculation is presented, the armature of it being connected to a mutators assembly : rectifier — inverter.

The currents (primary and secondary), and the torque variation shape, function of the machine gliding, is given.

DC 621.313.2 : 621.316.5

POWER ELECTRONICS
SYNCHRONOUS GENERATOR

Ciofu, L. V : **The present stage and future prospects of power electronics in Romania.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, July 1980, p. 224

A synthesis of power electronics developpment in the present stage and its future prospects, is presented.

DC 621.313.8 : 621.3.014.8

SYNCHRONOUS GENERATOR
THREE-PHASE SHORT-CIRCUIT
MATHEMATICAL MODELLING

Dogaru, M., Iordache, M., Voicu, N. : **Digital computer-aided mathematical modelling of the high power turbo-generator operating conditions, in case of a sudden three-phase short-circuit, and an asynchronous operation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, July 1980, p. 228

The paper deals with a mathematical modelling method of the high power turbo-generator operating conditions, in case of a sudden three-phase short-circuit which occurs at the generator terminals, and in case of an asynchronous operation, when a temporary excitation loss takes place.

DC 621.313.2 : 621.314.63

D.C. MOTOR
COMMUTATION PHENOMENON
EDDY—CURRENTS

Tigler, M.: **Eddy—currents in the rotor winding conductors determined by commutation, and their effect upon the commutation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, July 1980, p. 236

The effects of the eddy—currents in the rotor winding conductors determined by the commutations are generally considered; the eddy-currents lead to an increase of the machine losses, therefore to an efficiency decrease, but they have a positive effect upon the commutations by decreasing the rotor coil voltage accompanying the rotor current reversal caused by the commutations. If the eddy-currents are significant, they influence the rotor winding conductors effective impedance during the rotor current reversal.

DC 621.316.9 : 621.3.014.31

ELECTRIC ARC
LOW VOLTAGE FUSES

Tomoioaga, R.: **Experiments on the electric arc burning in low voltage fuses.**

EAA. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, July 1980, p. 243

The paper explains some of the physical properties of the electric arc quenching medium, used in the high breaking capacity low voltage fuses.

DC 621.3.042

PRINTED CIRCUITS
MODULES AUTOMATIC POSITIONING

Mihai, C.: **Modules automatic positioning on the printed circuit.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, July 1980, p. 248

Programs for automatically establishing the optimum position of the modules on the printed circuit, are presented.

DC 538.565.4

ESTIMATION TESTING DIAGRAM
DAMPED TRANSIENT PROCESS

Tatoiu, G. V.: **Subprogram for estimating and drawing the reverse Laplace transform diagram during the damped transient process.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, July 1980, p. 251

The subprogram, establishing the theoretical damping range, estimates and draws the reverse Laplace transform diagram during the transient process, using a minimum number of representation points, by calculating the variation of the derivates corresponding to these points.

SOMMAIRE

CD 621.316.9
SOLLICITATIONS THERMIQUES TRAJETS DU COURANT
PROTECTION ELECTROTHERMIQUE

Suciu, I.: **Calcul des sollicitations thermiques d'un conducteur sous l'action simultanée du courant de conduction et d'une source de chaleur extérieure.**

EE.E.. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, Juillet 1980, p. 205

On y détermine la sollicitation thermique, en régime normal de courte et longue durée sous l'action des courants de court-circuit, des trajets du courant soumis à des échauffements supplémentaires sous l'influence de sources de chaleur extérieures, selon les hypothèses de la théorie classique conformément auxquelles les pertes varient en fonction de la température. On y présente l'influence des sources de chaleur sur la valeur de l'*integrale Joule* $\int_0^t j^2(t) \cdot dt$.

CD 513.83 : 621.311.161

CIRCUITS ÉLECTRIQUES
ELÉMENT MULTIPOLAIRES
GRAPHES MATRICIELS

Cristea, P., Preda, M., Tuduce, R.: **Graphes matriciels des circuits électriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, Juillet 1980, p. 211

On y propose des méthodes systématiques de construction directe des graphes matriciels des circuits électriques comprenant des éléments non-réciproques de n'importe quel type.

CD 621.313.33 : 621.314.6

TOUR RÉGLABLE
MACHINE ASYNCHRONE

Babescu, M.: **Sur les performances du moteur asynchrone d'une cascade à éléments statiques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, Juillet 1980, p. 221

On y présente le calcul des performances de la machine asynchrone dont l'induit est lié à un ensemble de mutateurs : redresseur-onduleur.

On y détermine la forme de variation des courants (primaire et secondaire) et du couple, en fonction du glissement de la machine.

CD 621.313.2 : 621.316.5

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE
GÉNÉRATEUR SYNCHRONE
COMPOSANTES DE COMMANDE

Ciofu, V. L.: **Le stade actuel de développment et les directions de développment en perspective de l'électronique de puissance en R.S.R.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, Juillet 1980, p. 224

On y présente une synthèse concernant le stade actuel de développment et les directions de développment en perspective de l'électronique de puissance.

CD 621.313.8 : 621.3.014.8

GÉNÉRATEUR SYNCHRONE
COURT-CIRCUIT TRIPHASÉ
MODÉLISATION MATHÉMATIQUE

Dogaru, M., Iordache, M., Voicu, N.: **Modélisation mathématique des régimes de fonctionnement dans le cas d'un court-circuit triphasé instantané et dans le cas du travail en asynchrone des turbogénérateurs de grande puissance, modélisation assistée par un calculateur digital.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, Juillet 1980, p. 228

Cet ouvrage décrit une méthode de modélisation mathématique des régimes de fonctionnement dans le cas d'un court-circuit triphasé instantané, lorsque le court-circuit se produit même aux bornes du générateur et dans le cas du travail en asynchrone, lorsqu'il y a une perte temporaire de l'excitation, pour des turbogénérateurs de grande puissance.

CD 621.313.2 : 621.314.63

MOTEUR DE C.C.
PHÉNOMÈNE DE COMMUTATION
COURANTS FOUCAULT

Tigler, M.: **Courants Foucault dans les conducteurs de l'enroulement du rotor dûs à la commutation et leur effet sur la commutation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, Juillet 1980, p. 236

On y présente une interprétation générale des effets des courants Foucault dans les conducteurs de l'enroulement du rotor dûs à la commutation ; ceux-ci augmentent les pertes électriques de la machine, donc ils diminuent le rendement, mais ils favorisent la commutation par la réduction des tensions des bobines rotoriques, associées aux réversions du courant rotorique dues à la commutation.

CD 621.316.9 : 621.3.014.31

ARC ÉLECTRIQUE
COUPE-CIRCUITS DE BASSE TENSION

Tomoioaga, R.: **Expérimentations sur l'extinction de l'arc électrique dans les coupe-circuits de basse tension.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, Juillet 1980, p. 243

Dans cet ouvrage on aborde l'aspect de certaines propriétés physiques du milieu d'extinction de l'arc électrique qu'on emploie aux coupe-circuits à grande capacité de coupure et basse tension.

CD 621.3.042

CIRCUITS IMPRIMÉS
POSITIONNEMENT AUTOMATIQUE DES MODULES

Mihai, C.: **Positionnement automatique des modules sur le circuit imprimé.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, Juillet 1980, p. 248

L'article présente des programmes pour établir automatiquement la position optimale des modules sur le circuit imprimé.

CD 538.565.4

ÉVALUATION — ESSAI — GRAPHE
PROCESSUS TRANSITOIRE AMORTI

Tatoiu, G. V.: **Sous-programme pour évaluer et tracer le graphe de la transformée de Laplace inverse lors du processus transitoire amorti.**

E.E.A. — **Electrotehnica 28,** nr. 5, Juillet 1980, p. 251

Le sous-programme, tout en déterminant l'intervalle théorique d'amortissement, évalue et trace le graphe de la transformée de Laplace inverse lors du processus transitoire, utilisant un nombre minimum de points de représentation, par le calcul de la variation des dérivées qui correspondent à ces points.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 5

CZ 621.316.9

Calculul solicitărilor termice ale unui conductor sub acţiunea simultană a curentului de conducţie şi a unei surse calorice exterioare

IACOB SUCIU * — TIMIŞOARA

Generalităţi

Căile de curent în exploatare pot fi expuse la încălziri suplimentare datorită unor surse calorice exterioare, cum ar fi radiaţia solară, radiaţia unui cuptor etc., sau datorită convecţiei, ori conducţiei unor surse de căldură din vecinătate. Aceste încălziri suplimentare se pot manifesta permanent sau cu durată variabilă.

Cazul cel mai frecvent în practică îl constituie conductele aeriene pentru transportul energiei electrice, expuse la radiaţia solară, unde se pune problema determinării posibilităţii de supraîncărcare a liniei. Astfel, s-a constatat că funcţie de condiţiile atmosferice şi de regimul de sarcină, în numeroase cazuri rezerva disponibilă de suprasarcină poate atinge (sau chiar să depăşească) 50% din valoarea nominală admisă [1]. Această capacitate de supraîncărcare a liniei se poate determina pe baza diagramelor de solicitare termică şi a factorilor ce caracterizează mediul ambiant.

În lucrare se determină solicitarea termică şi expresia curentului la regim normal de funcţionare (de durată) şi la regim de scurtă durată sub acţiunea curenţilor de scurtcircuit, pentru condiţii de ambianţă date a căilor de curent expuse la încălziri suplimentare sub influenţa unor surse calorice exterioare, în ipotezele teoriei clasice dezvoltate (i.t.c.d.). În cadrul acestor ipoteze unul sau mai mulţi parametri variază cu temperatura şi respectiv cu timpul, rezultatele calculului fiind mai apropiate de condiţiile reale de funcţionare ale căilor de curent. Se fac de asemenea, aprecieri calitative şi cantitative cu privire la influenţa ce o manifestă sursele calorice asupra valorii *integralei Joule* $\int_0^t j^2(t)\cdot dt$.

* Prof. dr. ing. *Suciu*, I. este cadru didactic la Institutul politehnic — Timişoara.

1. Solicitările termice la regim normal în ipoteza că pierderile dezvoltate în conductor variază cu temperatura

Se consideră un conductor sub acţiunea simultană a curentului de conducţie şi, de exemplu, a unei radiaţii calorice din exterior. Materialul conductorului are coeficientul de temperatură al rezistivităţii (α) relativ mare şi, deci, rezistivitatea conductorului (ρ) şi, respectiv, pierderile dezvoltate prin efect electrocaloric (P) vor creşte cu temperatura (θ). Se admite că variaţia $P = f(\theta)$ este liniară şi că se păstrează restul ipotezelor teoriei clasice (i.t.c.) a solicitării termice: transmisivitatea termică prin radiaţie şi convecţie α = const, temperatura mediului ambiant θ_a = const, căderea de temperatură în masa conductorului $\Delta\theta = 0$ şi conductorul parcurs de curent, omogen.

Ecuaţia echilibrului termic între energiile produse concomitent în conductor $[(P(\theta) + P_r)\cdot dt]$ (prima-prin efect Joule-Lenz, variabilă în timp cu temperatura $(P(\theta)\cdot dt)$ şi a doua datorită radiaţiei calorice din exterior $(P_r\cdot dt)$, energia disipată în mediul ambiant prin radiaţie şi convecţie proprie (liberă sau forţată) $(D\cdot\tau\cdot dt)$ şi energia acumulată în conductor $(C\cdot d\tau)$, necesară creşterii temperaturii acestuia, are forma:

$$(P(\theta) + P_r)\cdot dt - D\cdot\tau dt = C\cdot d\tau, \qquad (1)$$

în care:

$P(\theta) = k_p\cdot I^2\cdot R(\theta) = k_p\cdot I^2\cdot R_a[1+\alpha'_a(\theta-\theta_a)] = P_a(1+\alpha'_a\cdot\tau)$ reprezintă pierderile dezvoltate în conductor prin efect Joule-Lenz, variabile liniar cu temperatura, W;

P_r — puterea absorbită în conductor sub acţiunea radiaţiei calorice din exterior, W;

$D = \alpha\cdot S$ — intensitatea de transmisie a căldurii în mediul de răcire, $W\cdot grd^{-1}$; α — transmisivitatea termică prin radiaţie şi convecţie la suprafaţa conductorului, $W\cdot m^{-2}\cdot grd^{-1}$; S — suprafaţa laterală de răcire a conductorului, m^2;

$\tau(t) = \theta(t) - \theta_a$ — supratemperatura conductorului pentru regimul tranzitoriu, grd;

$C = c \cdot m$ — capacitatea calorică a conductorului, $J \cdot grd^{-1}$; c — căldura specifică; $J \cdot kg^{-1} grd^{-1}$; m — masa conductorului, kg.

În expresia liniară pentru $P(\theta)$ se recunosc mărimile: k_p — factorul de creştere a rezistenţei în c.a.; I — curentul de conducţie prin conductor, A; $R_a = \rho_a \cdot l \cdot A^{-1}$ — rezistenţa activă a conductorului în stare rece, Ω; α'_a — coeficientul de temperatură al rezistivităţii, la temperatura θ_a, grd^{-1}; θ — temperatura conductorului, °C; θ_a — temperatura mediului ambiant de referinţă, °C; $P_a = k_p \cdot I^2 \cdot R_a$ — pierderile dezvoltate în conductor în stare rece, prin efect Joule-Lenz, W.

În regim staţionar, cînd $\tau = \tau_s = \theta_s - \theta_a$ şi $d\tau \to 0$, rezultă:

$$[P(\theta)]_s = P_s = P_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s) \qquad (2)$$

şi ecuaţia (1) devine:

$$P_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s) + P_r = D \cdot \tau_s, \qquad (3)$$

de unde:

$$D = \frac{P_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s) + P_r}{\tau_s} = \frac{P_s + P_r}{\tau_s}. \qquad (4)$$

Pierderilor iniţiale (în stare rece) P_a le corespunde supratemperatura staţionară τ_{sa} (pentru cupru, τ_{sa} trebuie să fie sub temperatura critică de 235°C), de aceea parametrul D poate fi exprimat prin:

$$D = \frac{P_a + P_r}{\tau_{sa}}. \qquad (5)$$

Egalînd prin D relaţia (4) cu (5), se obţine:

$$\tau_s (P_a + P_r) = \tau_{sa}[P_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s) + P_r],$$

care prin dezvoltare permite determinarea expresiei:

$$\tau_s = \frac{(P_a + P_r)\tau_{sa}}{(P_a + P_r) - P_a \cdot \alpha'_a \cdot \tau_{sa}} = \frac{(P_a + P_r)\tau_{sa}}{P_a(1 - \alpha'_a \cdot \tau_{sa}) + P_r}, \qquad (6)$$

care în ipoteza că $P_r = 0$ duce la relaţia cunoscută:

$$\tau_s = \tau_{sa}(1 - \alpha'_a \cdot \tau_{sa})^{-1};$$

prin urmare, din (4) şi (5), cunoscînd $\tau_s = f(P_s + P_r)$ şi $\tau_{sa} = f(P_a + P_r)$, rezultă inegalitatea:

$$\tau_s > \tau_{sa}. \qquad (7)$$

Substituind D din (4) în ecuaţia (1) se determină ecuaţia $\tau(t)$, pe durata tranzitorie a încălzirii conductorului:

$$[P_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau) + P_r]\,dt - \frac{P_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s) + P_r}{\tau_s} \cdot \tau \cdot dt = C \cdot d\tau$$

de unde:

$$\frac{(P_a + P_r)(\tau_s - \tau)}{\tau_s} \cdot dt = C \cdot d\tau,$$

sau:

$$dt = \frac{C \cdot \tau_s}{(P_a + P_r)} \cdot \frac{d\tau}{(\tau_s - \tau)} = T_{tr} \cdot \frac{d\tau}{(\tau_s - \tau)}, \qquad (8)$$

în care:

$$T_{tr} = \frac{C \cdot \tau_s}{(P_a + P_r)} = \frac{C \cdot \tau_s}{D \cdot \tau_{sa}}$$

şi introducînd $C \cdot D^{-1} = T_a$ — constanta de timp termică (conform i.t.c.), rezultă final:

$$T_{tr} = T_a \frac{\tau_s}{\tau_{sa}} = T_a \frac{P_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s) + P_r}{(P_a + P_r)} = T_a \left[1 + \frac{P_a}{(P_a + P_r)} \alpha'_a \cdot \tau_s\right], \qquad (9)$$

care reprezintă „parametrul de timp" al încălzirii, cînd $P = f(\theta)$ şi $P_r \neq 0$ (conform i.t.c.d.).

Integrarea ecuaţiei diferenţiale (8) duce la ecuaţia exponenţială a încălzirii conductorului:

$$\tau(t) = \tau_s(1 - e^{-\frac{t}{T_{tr}}}), \qquad (10)$$

sau în formă dezvoltată:

$$\tau(t) = \frac{(P_a + P_r)\tau_{sa}}{P_a(1 - \alpha'_a \cdot \tau_{sa}) + P_r}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_a\left[1 + \frac{P_a}{(P_a + P_r)\,\alpha'_a \cdot \tau_s}\right]}\right)\right]. \qquad (11)$$

În ipoteza $P(\theta) = P_a = \text{const}$ și $P_r = 0$ rezultă ecuația încălzirii în forma clasică:

$$\tau(t) = \tau_{sa}(1 - e^{-\frac{t}{T_a}}). \qquad (12)$$

Ecuația curbei de răcire se poate determina din (1), în care se anulează pierderile dezvoltate cu prezența sau lipsa puterii P_r.

2. Exemplu de solicitare termică a unui conductor parcurs de curent, în ipoteza P = = f(θ), sub acțiunea radiației solare

Se consideră conductorul unei linii electrice aeriene, expusă radiației solare de intensitate P_r care reprezintă puterea absorbită în conductor sub acțiunea acestei radiații:

$$P_r = \beta \cdot d \cdot q_r, \qquad \mathrm{W \cdot m^{-1}}, \ [1], \qquad (13)$$

sau:

$$P_r = \beta \cdot \xi \cdot S \cdot q_r, \qquad \mathrm{W}, \qquad (14)$$

unde:

- β este coeficientul de absorbție a energiei solare la nivelul suprafeței conductorului (pentru conductor de cupru, aluminiu și oțel $\beta = 0{,}6 \div 1$);
- d — diametrul conductorului, m;
- q_r — densitatea fluxului termic al radiației solare la suprafața conductorului, $\mathrm{W \cdot m^{-2}}$;
- ξ — coeficientul care ține seama de suprafața conductorului expusă radiației solare;
- S — suprafața laterală a conductorului, $\mathrm{m^2}$ (la conductele aeriene, de obicei, suprafața este cilindrică).

Prin utilizarea formulei (13) sau (14), în ecuația (1) mărimile vor fi adaptate pentru exprimarea bilanțului energetic pe unitatea de lungime sau global, pentru o lungime dată de conductor.

Izolînd τ_s din (3) (din dreapta egalului) și introducînd-o în (10), pentru un conductor de lungime l și cu secțiunea de arie A, rezultă:

$$\tau(t) = \frac{P_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s) + P_r}{D}(1 - e^{-\frac{t}{T_{tr}}}), \qquad (15)$$

$$\theta(t) - \theta_a = \frac{k_p \cdot I^2 \cdot R_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s) + P_r}{C} \cdot T_a(1 - e^{-\frac{t}{T_{tr}}}), \qquad (16)$$

$$\theta(t) - \theta_a = \left[\frac{T_a \cdot k_p \cdot I^2 \cdot \rho_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s}{c \cdot \rho_d \cdot A^2} + \frac{T_a \cdot P_r}{c \cdot \rho_d \cdot A \cdot l}\right] \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T_{tr}}}), \qquad (17)$$

în care P_r se exprimă în W (conform (14)), iar mărimile ρ_a, I și α (la viteze ale vîntului sub 0,5 $\mathrm{m \cdot s^{-1}}$) se consideră constante.

Notînd cu:

$$\tau_r = \frac{T_a \cdot P_r}{c \cdot \rho_d \cdot A \cdot l} = \text{const, grd}, \qquad (18)$$

creșterea de temperatură a conductorului sub acțiunea radiației solare, considerată constantă ($P_r = \text{const}$) pe un timp mai îndelungat, în ipoteza $\tau_r \cdot e^{-\frac{t}{T_{tr}}} = 0$, ecuația (17) devine:

$$\theta(t) - (\theta_a + \tau_r) = \frac{T_a \cdot k_p \cdot I^2 \cdot \rho_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s)}{c \cdot \rho_d \cdot A^2}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_a\left[1 + \frac{P_a}{(P_a + P_r)} \cdot \alpha'_a \cdot \tau_s\right]}\right)\right], \qquad (19)$$

care oferă posibilitatea trasării diagramelor de încălzire funcție de curent și de condițiile globale, determinate de mediul ambiant în care influența radiației solare intră ca o mărime distinctă prin τ_r.

În absența curentului temperatura conductorului este determinată, evident, prin θ_a și τ_r, astfel, din (19) se deduce:

$$\theta_{I=0} = \theta_a + \tau_r, \qquad (20)$$

iar supratemperatura conductorului, determinată de efectul electrotermic al curentului de conducție, se va raporta față de temperatura $\theta_{I=0}$.

Conform (19) evoluția tranzitorie a acestei supratemperaturi are ca supratemperatură staționară expresia:

$$(\tau_s)_{P_s} = \frac{T_a \cdot k_p \cdot I^2 \cdot \rho_a(1 + \alpha'_a \cdot \tau_s)}{c \cdot \rho_d \cdot A^2}, \text{ grd}, \qquad (21)$$

rezultînd:

$$(\tau_s)_{P_s} = (\theta_s)_{P_s} - \theta_{I=0} = (\theta_s)_{P_s} - (\theta_a + \tau_r). \qquad (22)$$

În concluzie, pentru regimul staţionar $\theta(\infty) = (\theta_s)_{P_s}$, din (19) se poate determina expresia curentului pentru condiţii de ambianţă date:

$$I = A\sqrt{\frac{c\cdot\rho_a[(\theta_s)_{P_s} - (\theta_a + \tau_r)]}{T_a\cdot k_p\cdot\rho_a(1+\alpha'_a\cdot\tau_s)}} = A\cdot J, \quad \text{A}, \tag{23}$$

în care radicalul reprezintă densitatea de curent maximă admisibilă (J).

Conform (19) şi respectiv (22) temperatura staţionară a conductorului pentru aceleaşi condiţii are expresia:

$$(\theta_s)_{P_s} = \theta_a + \tau_r + \frac{T_a\cdot k_p\cdot I^2\cdot\rho_a(1+\alpha'_a\cdot\tau_s)}{c\cdot\rho_a\cdot A^2}. \tag{24}$$

Formula (21) se mai poate pune sub forma cunoscută:

$$(\tau_s)_{P_s} = \frac{P_a\cdot T_i}{C}, \tag{25}$$

unde:

$$T_i = T_a(1+\alpha'_a\cdot\tau_s) = (T_{tr})_{P_r} = 0, \tag{26}$$

care se poate obţine din (9) considerînd $P_r = 0$.

Se menţionează că valoarea constantei de timp termice T_a depinde de temperatura mediului ambiant şi de viteza vîntului ($\alpha = f(\theta_a, v)$).

În ipotezele teoriei clasice, cînd se neglijează variaţia puterii dezvoltate prin efect Joule-Lenz cu temperatura, ecuaţia (19) capătă forma simplificată:

$$\theta(t) - (\theta) + \tau_r) = \frac{T_a\cdot k_p\cdot I^2\cdot\rho_a}{c_a\cdot\rho_a\cdot A^2}(1 - e^{-\frac{t}{T_a}}), \tag{27}$$

în care pentru calcule practice $\rho_a = \rho_{75°}$, ajungîndu-se la formula propusă de Renchon R. şi Delcomminette P. [1], pentru cazul solicitării termice a conductelor aeriene sub acţiunea radiaţiei solare.

3. Expresia „integralei Joule" ce caracterizează un conductor expus la surse calorice exterioare

În timpul solicitării de scurtă durată cu un supracurent se poate considera că întreaga căldură dezvoltată prin efect electrocaloric în conductor ($P(\theta)\cdot dt$) rămîne acumulată (proces adiabatic), crescînd rapid temperatura acestuia. Concomitent cu acest fenomen se consideră şi solicitarea termică produsă de o sursă calorică exterioară ($P_r\cdot dt$). Ţinînd seama că la încălziri mari rezistivitatea şi căldura specifică ale conductorului variază liniar cu temperatura, ecuaţia (1) devine:

$$(P(\theta) + P_r)\cdot dt = C(\theta)\cdot d\tau, \tag{28}$$

care după o serie de înlocuiri capătă forma:

$$j^2(t)\cdot\rho_0(1+\alpha'_a\cdot\theta)\cdot dt + \frac{P_r}{V}\cdot dt = \rho_a\cdot c_0(1 + \beta'\cdot\theta)\cdot d\theta, \tag{29}$$

unde:

- $j(t)$ — valoarea momentană a densităţii de curent, $A\cdot m^{-2}$;
- ρ_0 şi c_0 — rezistivitatea şi căldura specifică, raportată la unitatea de masă a conductorului la temperatura $\theta_a = 0$ °C, Ωm şi $J\cdot kg^{-1}\cdot grd^{-1}$;
- α'_0 şi β — coeficienţii de temperatură ai rezistivităţii şi căldurii specifice la temperatura $\theta_a = 0°C$, grd^{-1};
- P — puterea absorbită în conductor, emisă de sursa calorică exterioară, W;
- V şi ρ_d — volumul şi densitatea conductorului, m^3 şi $kg\cdot m^{-3}$.

Integrînd (28) de la $t = 0$, care marchează momentul apariţiei supracurentului, cînd conductorul are temperatura θ_0, pînă la momentul t al suprasolicitării, cînd conductorul atinge temperatura finală θ_t şi introducînd pierderile volumice din conductor, datorită sursei calorice exterioare $p_r = P_r\cdot V^{-1}$, rezultă:

$$\int_0^t j^2(t)\cdot dt + \frac{P_r}{\rho_0}\int_0^t \frac{dt}{[1+\alpha'_0\cdot\theta(t)]} = \frac{c_0\cdot\rho_d}{\rho_0}\int_{\theta_0}^{\theta_t}\frac{[1+\beta'\cdot\theta(t)]}{[1+\alpha'_0\cdot\theta(t)]}\cdot d\theta. \tag{30}$$

Prima integrală reprezintă *integrala Joule* şi caracterizează nivelul solicitării termice a conductorului datorită supracurentului în intervalul de timp t. După cum se ştie, această integrală depinde de legea de variaţie în timp a supracurentului şi în cazul unei solicitări la scurtcircuit se poate exprima prin valoarea efectivă a componentei periodice $I_p = J_p\cdot A$ a unui curent de scurtcircuit la regim stabilizat:

$$\int_0^t j^2(t)\cdot dt = J_p^2\cdot t_\varphi, \tag{31}$$

sau :

$$A^2 \int_0^t j^2(t) \cdot dt = I_p^2 \cdot t_\varphi , \qquad (32)$$

în care t_φ — timpul fictiv, pe durata căruia curentul I_p ar produce o solicitare termică echivalentă cu cea a curentului de scurtcircuit tranzitoriu pe durata reală de trecere a acestuia prin conductor. Curentul I_p și densitatea de curent J_p, în acest caz, sînt mărimi echivalente.

A doua integrală reprezintă *integrala efectului termic (radiativ) din exterior*, fiind funcție de $f(p_r, \rho(\theta), t)$, $A^2 \cdot m^{-4} \cdot s$, adică de intensitatea de radiație calorică pe unitatea de volum, de rezistivitatea materialului conductor și de timp. Această mărime caracterizează nivelul solicitării termice a conductorului sub acțiunea radiației calorice din exterior în intervalul de timp t.

În ipoteza că $\rho(\theta) = \rho = \text{const}$, integrala primește o formă mai simplă :

$$f(p_r, \rho, t) = \frac{P_r \cdot t}{\rho \cdot V} = \frac{p_r}{\rho} \cdot t, \quad A^2 \cdot m^{-4} \cdot s. \qquad (33)$$

În cazul radiației solare (vezi pct. 2 (14), relația (33) devine :

$$f(p_r, \rho, t) = \frac{\beta \cdot \xi \cdot S \cdot q_r \cdot t}{\rho \cdot V} = \frac{\beta \cdot \xi \cdot q_r}{\rho \cdot G} \cdot t, \qquad (34)$$

mărime independentă de lungimea conductorului, iar $G = V \cdot S^{-1}$, m, caracterizează geometria conductorului.

A treia integrală este o constantă, fiind cunoscută sub denumirea de *rigiditate termică la scurtcircuit*, depinzînd de constantele de material ale conductorului și de temperatură.

Prin integrare, cînd $\rho = \rho(\theta)$ și $c = c(\theta)$ se obține relația cunoscută :

$$X = \frac{c_0 \cdot \rho_d}{\rho_0} \left[\frac{1}{\alpha_0'} \cdot \ln \frac{(1 + \alpha_0' \cdot \theta_t)}{(1 + \alpha_0' \cdot \theta_0)} \left(1 - \frac{\beta'}{\alpha_0'} \right) + (\theta_t - \theta_0) \frac{\beta'}{\alpha_0'} \right], A^2 \cdot m^{-4} \cdot s. \qquad (35)$$

În ipoteza că $\rho = \rho(\theta)$, iar $c = c_{med} = \text{const}$, luîndu-se o valoare medie între limitele θ_0 și θ_t și cu $\beta' = 0$, din (35) rezultă :

$$X = \frac{c_{med} \cdot \rho_d}{\alpha_0' \cdot \rho_0} \cdot \ln \frac{(1 + \alpha_0' \cdot \theta_t)}{(1 + \alpha_0' \cdot \theta_0)}, \qquad A^2 \cdot m^{-4} \cdot s \qquad (36)$$

și simplificînd mai departe relațiile, acceptînd $\rho = \text{const}$ și $c = \text{const}$, din (29) și respectiv (30) rezultă :

$$X = \frac{c \cdot \rho_d}{\rho} (\theta_t - \theta_0), \qquad A^2 \cdot m^{-4} \cdot s. \qquad (37)$$

Relația (30) se poate scrie acum sub forma concisă :

$$\int_0^t j^2(t) \cdot dt + f(p_r, \rho, t) = X = \text{const}, \qquad (38)$$

care oferă, asupra fenomenului studiat, o serie de interpretări interesante cu importante implicații la aparatele de protecție, din punctul de vedere al funcționării selective a acestora.

Astfel, existența în (38) a integralei efectului radiativ diminuează valoarea integralei Joule, mărindu-se sensibilitatea la solicitarea termică a elementului conductor caracterizat prin această integrală.

Pentru o ilustrare mai sugestivă a acestei influențe se va apela la un exemplu concret din domeniul releelor bimetalice. Astfel, la bimetale (la fel ca la toate aparatele electrice) este necesar să se cunoască valoarea curentului maxim admisibil în funcție de durata regimului respectiv. Cataloagele de specialitate conțin curbe privind creșterea temperaturii bimetalelor, de calități diferite, parcurse de curentul de scurtă durată, adică exprimă creșterea temperaturii funcție de integrala $\int_0^t j^2(t) \cdot dt$. Curbele respective se opresc la punctul în care creșterea de temperatură (admisă de fiecare calitate de bimetal) atinge valoarea sa maximă.

De exemplu, pentru bimetalul Kanthal 155, cînd $P_r = 0$, această limită de temperatură ($450 \div 550°C$) [3] se atinge cînd :

$$\int_0^t j^2(t) \cdot dt = J^2 \cdot t = 1\,700\ A^2 \cdot mm^{-4} \cdot s, \qquad (39)$$

de unde se poate calcula că în acest bimetal se pot admite următoarele densități de curent (val. efectivă) : 29,15 $A \cdot mm^{-2}$ în două secunde, 41,23 $A \cdot mm^{-2}$ în 1 s, 130,38 $A \cdot mm^{-2}$ în 0,1 s și 412,31 $A \cdot mm^{-2}$ în 0,01 s (tabelul 1 și relația (39) în care unitatea de măsură pentru lungime se exprimă în mm).

Bimetalul Kanthal 155, utilizat adesea sub formă de bandă încastrată la un capăt, [3], are următoarele caracteristici :

- rezistivitatea : $\rho_{20} = 0{,}77 \cdot 10^{-6}\ \Omega m$; $\rho_{75} = 0{,}83 \cdot 10^{-6}\ \Omega m$; $\rho_{450} = 1{,}08 \cdot 10^{-6}\ \Omega m$;
- căldura specifică : $c = 0{,}46\ J \cdot g^{-1} \cdot °C^{-1} = 460\ J \cdot kg^{-1} \cdot grd^{-1}$;
- conductivitatea termică : $\lambda = 12\ W \cdot m^{-1} \cdot grd^{-1}$;
- densitatea : $\rho_d = 8{,}1\ g \cdot cm^{-3} = 8{,}1 \cdot 10^3\ kg \cdot m^{-3}$;
- volumul : $V = A \cdot l = (1{,}25 \cdot 10) \cdot 50 = 625\ mm^3 = 625 \cdot 10^{-9}\ m^3$.

Pentru (33) se dau următoarele mărimi:

— puterea radiației calorice din exterior difuzată în bimetal:

$$P_{r1} = 80 \text{ W și } P_{r2} = 160 \text{ W};$$

— intensitatea radiației calorice volumice:

$$p_{r1} = \frac{P_{r1}}{V} = \frac{80}{625 \cdot 10^{-9}} = 1{,}28 \cdot 10^{8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-3};$$

$$p_{r2} = \frac{P_{r2}}{V} = \frac{160}{625 \cdot 10^{-9}} = 2{,}56 \cdot 10^{8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-3};$$

— constanta bimetalului: $X = 1\,700$ A$^2 \cdot$ mm$^{-4} \cdot$s.

Din relația (38), care ține seama de radiația calorică din exterior, se stabilește expresia pentru calculul mărimilor prezentate în tabelul 1:

$$\int_0^t j^2(t) \cdot \mathrm{d}t = J^2 \cdot t = 1\,700 - \frac{p_r}{\rho} \cdot t, \quad \text{A}^2 \cdot \text{mm}^{-4} \cdot \text{s}, \tag{40}$$

în care funcția $\frac{p_r}{\rho} \cdot t$ se exprimă în A$^2 \cdot$ mm$^{-4} \cdot$ s, deoarece valoarea 1 700 A$^2 \cdot$ mm$^{-4} \cdot$ s este dată inițial, obținîndu-se direct J în A $\cdot$ mm^{-2}.

Din tabelul 1 se constată că variația cu temperatura a rezistivității bimetalului influențează neesențial asupra valorii densității de curent, calculată pentru un timp dat, mai ales la timpi sub 0,1 s.

4. Concluzii

Din studiul prezentat se constată importanța ce o manifestă o sursă calorică exterioară asupra solicitării termice a căilor de curent, în general, și, mai ales, asupra elementelor de protecție (bimetale, siguranțe fuzibile etc.), care declanșează un circuit pe baza efectului electrotermic, produs de trecerea supracurentului.

Ecuația exponențială a încălzirii conductorului, cînd $P = f(\theta)$, se deosebește substanțial de ecuația conformă ipotezelor teoriei clasice, cînd parametrii de material și de răcire nu variază cu temperatura.

Ecuația (19) conține creșterea de temperatură a conductorului sub acțiunea unei radiații din exterior în forma particulară $\tau(t) = \theta(t) - (\theta_a + \tau_r)$, care permite trasarea diagramelor de încălzire funcție de curent și de condițiile generale determinate de mediul ambiant în care se manifestă o radiație calorică asupra conductorului.

În fine *integrala Joule*, conform cu ecuația (38) și rezultatele cantitative prezentate în tabelul 1, ne oferă o serie de interpretări interesante. Astfel, pe măsură ce crește valoarea intensității radiației calorice volumice densitatea de curent (și respectiv curentul de conducție), la același interval de timp, se micșorează pentru a se menține aceeași solicitare termică a conductorului. De asemenea, prezența radiației calorice,

Tabelul 1

Durata supracurentului	Fără radiație din exterior		Cu radiație calorică din exterior pentru $\begin{cases}\rho 20° \\ \rho 75° \\ \rho 450°\end{cases}$					
	$P_r = 0$		$P_{r1} = 80$ W			$P_{r2} = 160$ W		
t	$(J^2 \cdot t)_0$,	J_0,	$f(t)_1 = \frac{P_{r1}}{\rho} \cdot t$,	$(J_2 \cdot t)_1 = 1\,700 - f(t)_1$,	J_1,	$f(t)_2 = \frac{P_{r2}}{\rho} \cdot t$,	$(J^2 \cdot t)_2 = 1\,700 - f(t)_2$,	J_2,
s	A$^2 \cdot$ mm$^{-4} \cdot$ s	A $\cdot$ mm^{-2}	A$^2 \cdot$ mm$^{-4} \cdot$ s	A$^2 \cdot$ mm$^{-4} \cdot$ s	A $\cdot$ mm^{-2}	A$^2 \cdot$ mm$^{-4} \cdot$ s	A$^2 \cdot$ mm$^{-4} \cdot$ s	A $\cdot$ mm^{-2}
0,01	1 700	412,31	1,662	1 698,338	412,108	3,324	1 696,676	411,907
			1,542	1 698,458	412,123	3,084	1 696,916	411,936
			1,185	1 698,815	412,166	2,370	1 697,630	412,023
0,1	1 700	130,38	16,620	1 683,380	129,745	33,240	1 666,760	129,103
			15,420	1 684,580	129,791	30,840	1 669,160	129,195
			11,850	1 688,150	129,928	23,700	1 676,300	129,472
1	1 700	41,23	166,200	1 533,800	39,163	332,400	1 367,600	36,981
			154,200	1 545,800	39,316	308,400	1 391,600	37,304
			118,500	1 581,500	39,768	237,000	1 463,000	38,249
2	1 700	29,15	332,400	1 367,600	26,149	664,800	1 035,200	22,750
			308,400	1 391,600	26,378	616,800	1 083,200	23,272
			237,000	1 463,000	27,046	474,000	1 226,000	24,758

față de cazul cînd aceasta nu există, provoacă o reducere a densității de curent, diferența fiind mai sensibilă la durate mai mari ale supracurentului. În cazul conductoarelor elementelor de protecție aceste diferențe duc la sensibilizarea elementului și la o influențare a acționării selective a protecției.

În concluzie, pentru buna funcționare a aparatelor de protecție, sau pentru asigurarea unei stabilități termice în limitele admisibile, căile de curent trebuie protejate împotriva acțiunii solicitărilor suplimentare datorate surselor calorice exterioare.

Bibliografie

[1] *Renchon, R.*, Delcomminette, P. Protections et automatismes valorisant les capacités de sourcharge des lignes et des transformateurs. CIGGRÉ, Session de 1970, 34—02, p. 1—19.

[2] *Suciu, I.* Studiul solicitărilor termice tranzitorii ale căilor de curent în ipoteza că pierderile dezvoltate și transmisivitatea termică variază cu temperatura. În: Electrotehnica, nr. 12, 1968, București, p. 461—468.

[3] * * * Das Kanthal Thermobimetall Handbuch, Ausgabe 1974, Schweden.

CZ 513.83:621.311.161

CIRCUITE ELECTRICE
ELEMENTE MULTIPOLARE
GRAFURI MATRICEALE

Grafuri matriceale ale circuitelor electrice

PAUL CRISTEA, MARIUS PREDA și RODICA TUDUCE * — București

Introducere

Grafurile matriceale au fost definite de P. C. Watson [1], iar primele evidențieri ale importanței lor se datorează lucrărilor lui S. J. Mason [2], C. S. Lorens [3] și L. Robichaud [4]. O metodă sistematică de rezolvare a grafurilor matriceale a fost stabilită de D. E. Riegle și P. M. Lin [5], care au optimizat un procedeu topologic propus de C. S. Lorens [3].

Grafurile matriceale au avantajul că prezintă sub o formă compactă dependențele funcționale între variabilele sistemelor liniare și permit punerea în evidență, într-o formă intuitivă, a grupurilor de variabile care au proprietăți comune. Aceasta prezintă importanță în special pentru calculul sistematic al funcțiilor de transfer ale sistemelor liniare și, în particular, ale circuitelor electrice și electronice [6—9]. Grafurile matriceale permit și stabilirea grafurilor dezvoltate (scalare) ale circuitelor electrice, prin desfacerea nodurilor și laturilor grafului matriceal în mulțimi de noduri, respectiv laturi, cu păstrarea avantajelor legate de sistematizarea și ordonarea reprezentării grafului [8,9].

În lucrările anterioare [6—9], au fost stabilite modalitățile de construcție a grafurilor matriceale ale circuitelor electrice și de obținere a grafurilor simplificate pentru calculul funcțiilor de transfer, pe baza utilizării schemelor echivalente cu elemente dipolare ale surselor comandate și ale altor elemente nereciproce de circuit [10].

În această lucrare sînt expuse metodele de construcție directă a grafurilor matriceale pentru circuite uniport și diport (cu indicarea modalităților de generalizare pentru cazul elementelor multipolare), fără a fi necesară utilizarea unor scheme echivalente ale elementelor nereciproce. De asemenea, sînt analizate proprietățile circuitelor care conduc la minimizarea informației necesare pentru descrierea completă a unui circuit și care permit simplificarea grafurilor matriceale corespunzătoare.

1. Ecuațiile circuitelor electrice

În cele ce urmează, se vor utiliza grafurile matriceale de tip Mason. După cum se știe [8, 11], pentru construcția acestor grafuri sistemele de ecuații liniare se aduc la o formă standard, fiecare necunoscută fiind explicitată din cîte o ecuație, în funcție de celelalte variabile :

$$\mathbf{x}_k = \sum_{j=1}^{m} \mathbf{t}_{jk}\, \mathbf{x}_j ; \quad (k = 1, 2, \ldots, n), \qquad (1)$$

unde indicii $j = 1, 2, \ldots, n$ au fost atribuiți necunoscutelor, iar indicii $j = 1, 2, \ldots, m$ — variabilelor de intrare.

În reprezentarea sub formă de graf a sistemului de ecuații, fiecărei variabile matriceale $\mathbf{x}_k$ (necunoscută sau variabilă de intrare) îi corespunde un nod, iar fiecărui termen $\mathbf{t}_{jk}\,\mathbf{x}_j$ — o latură de transmitanță $\mathbf{t}_{jk}$, de la nodul $\mathbf{x}_j$ la nodul x_k.

* Autorii sînt cadre didactice la Institutul politehnic București.

Stabilirea grafurilor matriceale ale circuitelor electrice implică, deci, scrierea ecuațiilor acestora sub forma (1).

Teoremele lui Kirchhoff

Teoremele lui Kirchhoff în curenți și, respectiv, în tensiuni [6, 8, 9] se pot scrie :

$$\mathbf{I_A} = -\mathbf{\Lambda}\,\mathbf{I_C}\,, \tag{2}$$

$$\mathbf{U_C} = \mathbf{A}^{\mathrm{T}}\,\mathbf{U_A}\,, \tag{3}$$

în care :

$\mathbf{I_A}$ și $\mathbf{U_A}$ sînt vectorii intensităților curenților și tensiunilor la borne ale ramurilor-laturilor unui arbore $\mathcal{A}$, al rețelei $\mathcal{R}$;

$\mathbf{I_C}$ și $\mathbf{U_C}$ — idem, pentru coardele-laturile coarborelui complementar $\mathcal{C} = \mathcal{R} / \mathcal{A}$;

$\mathbf{A}$ — matricea incidențelor esențiale, iar indicele superior T desemnează transpunerea matricelor.

Uneori, pentru a obține anumite simplificări ale ecuațiilor circuitului (de exemplu, pentru a diagonaliza matricele imitanțelor laturilor), se utilizează două partiționări diferite ale laturilor în arbore și coarbore : $(\mathcal{A}_I\,,\ \mathcal{C}_I)$ la scrierea relației (2), respectiv $(\mathcal{A}_I\,,\ \mathcal{C}_I)$ la scrierea relației (3), care astfel devin :

$$\mathbf{I_A} = -\mathbf{\Lambda_I}\,\mathbf{I_C}\,, \tag{4}$$

$$\mathbf{U_C} = \mathbf{\Lambda_U}\,\mathbf{U_A}\,, \tag{5}$$

unde :

$\mathbf{I_A}$ este vectorul intensităților curenților laturilor din $\mathcal{A}_I$;

$\mathbf{I_C}$ — idem al laturilor din $\mathcal{C}_I$;

$\mathbf{\Lambda_I}$ — matricea incidențelor esențiale corespunzătoare partiționării $(\mathcal{A}_I\,,\ \mathcal{C}_I)$;

$\mathbf{U_A}$ — vectorul tensiunilor la bornele laturilor din $\mathcal{A}_U$;

$\mathbf{U_C}$ — idem, al laturilor din $\mathcal{C}_U$;

$\mathbf{\Lambda_U}$ — matricea incidențelor esențiale corespunzătoare partiționării $(\mathcal{A}_U\,,\ \mathcal{C}_U)$.

De asemenea, uneori este avantajos să se rețină numai o parte din curenții și tensiunile laturilor ca variabile ale circuitului, în raport cu care se scriu și se rezolvă ecuațiile acestuia. În acest caz, ecuațiile lui Kirchhoff se scriu :

$$\mathbf{I_a} = -\mathbf{\Lambda_I}\,\mathbf{I_c}\,, \tag{6}$$

$$\mathbf{U_c} = \mathbf{\lambda_U}\,\mathbf{U_a}\,, \tag{7}$$

în care :

$\mathbf{I_a}$ este vectorul intensităților curenților laturilor din subarborele $\mathbf{a_I} \subset \mathcal{A}_I$;

$\mathbf{I_c}$ — cel al laturilor din subcoarborele $\mathbf{c_I} \subset \mathcal{C}_I$;

$\mathbf{\lambda_I}$ — matricea incidențelor esențiale ale subrețelei $\mathbf{a_I} \cup \mathbf{c_I}$;

$\mathbf{U_a}$ — vectorul tensiunilor la bornele laturilor din subarborele rețelei $\mathbf{a_U} \subset \mathcal{A}_U$;

$\mathbf{U_c}$ — idem, al laturilor din subcoarborele $\mathbf{c_U} \subset \mathcal{C}_U$;

$\mathbf{\lambda_U}$ — matricea incidențelor esențiale ale subrețelei $\mathbf{a_U} \cup \mathbf{c_U}$.

Evident, relațiile (4) și (5) își păstrează forma, dacă selecția subarborilor $\mathbf{a_I}$ și $\mathbf{a_U}$, respectiv a subcoarborilor $\mathbf{c_I}$ și $\mathbf{c_U}$, se face dintr-un același cuplu arbore-coarbore, adică în cazul în care $\mathcal{A}_I \equiv \mathcal{A}_U \equiv \mathcal{A}$ și $\mathcal{C}_I \equiv \mathcal{C}_U \equiv \mathcal{C}$.

Modalitățile de selectare ale elementelor de circuit care se consideră ca aparținînd unei aceleiași laturi, precum și modalitățile de selectare ale laturilor în arbore, respectiv coarbore, vor fi discutate ulterior.

Caracteristicile laturilor

Caracteristica unei laturi (fig. 1 a) a unui circuit liniar, conținînd orice tip de surse coman-

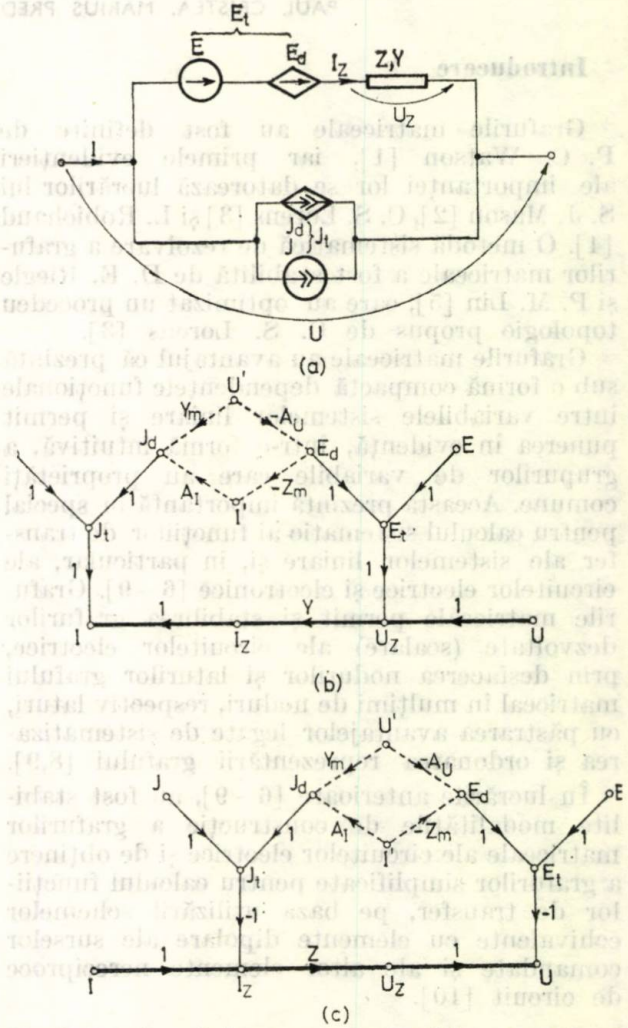


Fig. 1. Latură activă cu surse comandate : *a* — schema echivalentă ; *b* — graful în admitanțe ; *c* — graful în impedanțe.

date sau alte elemente nereciproce, eventual multiporţi comandaţi, se poate scrie sub forma generală :

$$I = I_Z + J_t \tag{8}$$

$$U = U_Z - E_t, \tag{9}$$

unde :

I şi U sînt intensitatea curentului şi tensiunea la bornele laturii ;

I_Z şi U_Z — intensitatea curentului şi tensiunile la bornele eventualului element dipolar pasiv din alcătuirea laturii, legate prin una din ecuaţiile :

$$I_Z = Y\ U_Z \tag{10}$$

sau :

$$U_Z = Z\ I_Z, \tag{11}$$

J_t este curentul total al sursei de curent a laturii :

$$J_t = J + J_d, \tag{12}$$

cu :

J — curentul sursei de curent independente a laturii (reprezentînd, de asemenea, o variabilă de intrare),

şi :

$$J_d = \Sigma Y_m\ U' + \Sigma A_I\ I' \tag{13}$$

— curentul comandat (dependent), iar

E_t — tensiunea electromotoare totală a sursei de tensiune a laturii :

$$E_t = E + E_d, \tag{14}$$

cu : E — t.e.m. independentă (considerată variabilă de intrare)

şi :

$$E_d = -\Sigma Z_m\ I' - \Sigma A_U\ U' \tag{15}$$

— t.e.m. comandată (dependentă) de curenţii I' şi/sau tensiunile U' la bornele altor laturi.

În figurile 1 b şi 1 c sînt reprezentate grafurile de fluenţă corespunzătoare caracteristicii unei laturi, în cazul utilizării relaţiei (10) (descrierea în admitanţe), respectiv a relaţiei (11) (descrierea în impedanţe).

În cazul în care există atît Y, cît şi Z (adică pentru laturile de imitanţă finită), oricare din relaţiile (10) şi (11), respectiv dintre grafurile din figurile 1 b şi 1 c, pot fi utilizate pentru caracterizarea laturii. De asemenea, după cum se ştie se poate utiliza pentru reprezentarea laturii fie conexiunea serie, cu o singură sursă ideală de tensiune echivalentă :

$$E_e = E_t + Z\ J_t, \tag{16}$$

fie conexiunea derivaţie, cu o singură sursă ideală de curent echivalentă :

$$J_e = J_t + Y\ E_t. \tag{17}$$

În cazul în care $Y = 0$, impedanţa Z este infinită şi ecuaţia (11) nu există, astfel încît numai descrierea în admitanţe şi graful din figura 1 b pot fi utilizate. Astfel de laturi, denumite în continuare *laturi de curent*, se comportă la borne ca surse ideale de curent.

Analog, pentru $Z = 0$, admitanţa Y este infinită şi ecuaţia (12) nu există, fiind posibilă numai utilizarea descrierii în impedanţe şi a grafului din figura 1 c. Asemenea laturi se comportă la borne ca surse ideale de tensiune şi vor fi denumite, în continuare, *laturi de tensiune*.

După cum se indică în relaţiile (13) şi (15), se consideră că sursele dependente pot fi comandate de oricare curent şi/sau de oricare tensiune de latură. Eventualele cuplaje mutuale între laturi conduc la apariţia unor termeni suplimentari în expresiile surselor dependente, astfel încît pot apărea ca mărimi de comandă şi mărimile I_Z, respectiv U_Z. Ecuaţiile (8)—(15) dau o descriere completă şi generală a caracteristicilor laturilor unui circuit, însă, după cum se va vedea în § 3, ele conduc la un graf al circuitului prea complicat pentru a fi util în practică sub forma generală.

Un alt mod de a scrie sub o formă generală caracteristicile laturilor unui circuit liniar se bazează pe schema echivalentă a unei laturi reprezentată în figura 2 a, în care E şi J corespund unor surse independente, iar elementul dipolar (u, i) realizează atît eventuala dependenţă curent-tensiune a unei laturi, cît şi cuplajul acesteia cu alte laturi (cuplajele mutuale sau comenzile în curent sau tensiune). Acest mod de abordare pune în evidenţă faptul că nu există o deosebire de principiu între laturile necomandate, pentru care există numai dependenţa între tensiunea şi curentul propriu (u, i), şi laturile comandate, pentru care tensiunea şi/sau curentul propriu sînt în relaţie şi cu tensiunile şi/sau curenţii (u', i') ai altor laturi.

În cele ce urmează, I şi U vor fi denumite variabilele externe ale unei laturi (la borne), iar i şi u — variabilele interne.

Caracteristicile laturilor au, în acest caz, forma :

$$I = i + J, \tag{18}$$

$$U = u - E, \quad (19)$$

în care J și E sînt parametrii surselor independente (variabilele de intrare),

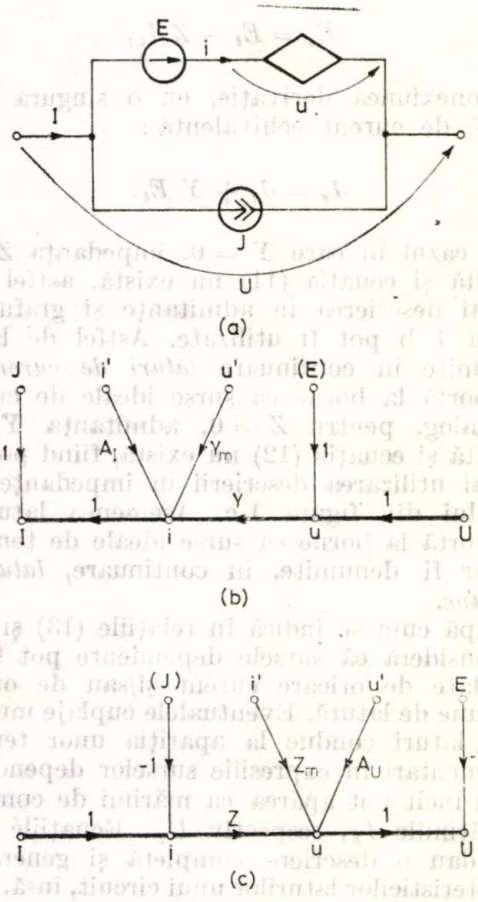


Fig. 2. Latură activă cu dipol comandat: *a* — schema echivalentă, *b* — graful în admitanțe, *c* — graful în impedanțe.

iar variabilele interne sînt legate prin relațiile:

$$i = Y u + \Sigma Y_m u' + \Sigma A_I i', \quad (20)$$

sau:

$$u = Z i + \Sigma Z_m i' + \Sigma A_U u', \quad (21)$$

unde: Y și Z sînt imitanțele proprii ale laturii;

Y_m și Z_m — imitanțele de cuplaj (mutual sau de comandă);

A_I și A_U — factorii de amplificare (de comandă) în curent și, respectiv, în tensiune.

Pentru laturile cu imitanțe proprii finite, ambele relații (20) și (21) există, iar latura poate fi descrisă de oricare dintre acestea sau de grafurile de fluență corespunzătoare din figurile 2 b și c. În aceste cazuri sînt valabile relațiile de echivalare:

$$Y = Z^{-1}, \; Y_m = Y A_U, \; A_I = Y Z_m, \quad (22)$$

respectiv:

$$Z = Y^{-1}, \; Z_m = Z A_I, \; A_U = Z Y_m. \quad (23)$$

Pentru laturile de curent, avînd $Y = 0$ și $Z \to \infty$, relația (20) nu cuprinde decît eventualii termeni de cuplaj, iar relația (21) nu există. Analog, pentru laturile de tensiune, cu $Z = 0$ și $Y \to \infty$, relația (21) cuprinde numai eventualii termeni de cuplaj, iar relația (20) nu există.

În aceste cazuri, relațiile de echivalare (22) și (23) își pierd valabilitatea.

Pentru laturile avînd cuplaje există și o altă modalitate de descriere a dependențelor între variabilele laturilor neconectate în circuit. Astfel, pentru unele laturi (l_d) se pot reține ambele ecuații (20) și (21). Deoarece numărul total de ecuații care descriu circuitul trebuie să rămînă același, aceasta implică însă renunțarea la caracteristicile altor laturi (l_n), pentru care dependența tensiune — curent este deja exprimată prin ecuațiile utilizate. În acest caz, parametrii laturilor nu satisfac, în general, relațiile de echivalare (22) și (23). În particular, este posibil ca simultan ambele imitanțe proprii ale unei laturi să fie nule ($Y = 0$ și $Z = 0$). Pentru a ilustra acest mod de abordare, se va considera exemplul transformatorului ideal.

Ecuațiile acestuia pot fi scrise sub forma:

$$\text{(a)} \quad u_1 = \frac{n_1}{n_2} u_2; \quad i_2 = -\frac{n_1}{n_2} i_1, \quad (24)$$

cărora le corespunde schema echivalentă din figura 3 a, în care latura 1 este o latură de tensiune, iar latura 2 o latură de curent;

$$\text{(b)} \quad i_1 = -\frac{n_2}{n_1} i_2; \quad u_2 = \frac{n_2}{n_1} u_1, \quad (25)$$

cu schema echivalentă din figura 3 b, în care latura 1 este latură de tensiune și 2 — de curent,

$$\text{(c)} \quad u_1 = \frac{n_1}{n_2} u_2; \quad i_1 = -\frac{n_2}{n_1} i_2, \quad (26)$$

cu schema echivalentă din figura 3 c, pentru care latura 1 are ambele imitanțe proprii nule ($Y_1 = 0$, $Z_1 = 0$), fiind atît latură de tensiune, cît și latură de curent, în timp ce laturii 2 nu îi corespunde nici o caracteristică, și în sfîrșit:

$$\text{(d)} \quad u_2 = \frac{n_2}{n_1} u_1; \quad i_2 = -\frac{n_1}{n_2} i_1, \quad (27)$$

cu schema echivalentă din figura 3 d, pentru care $Y_2 = 0$ și $Z_2 = 0$, iar latura 1 nu are nici o relație caracteristică.

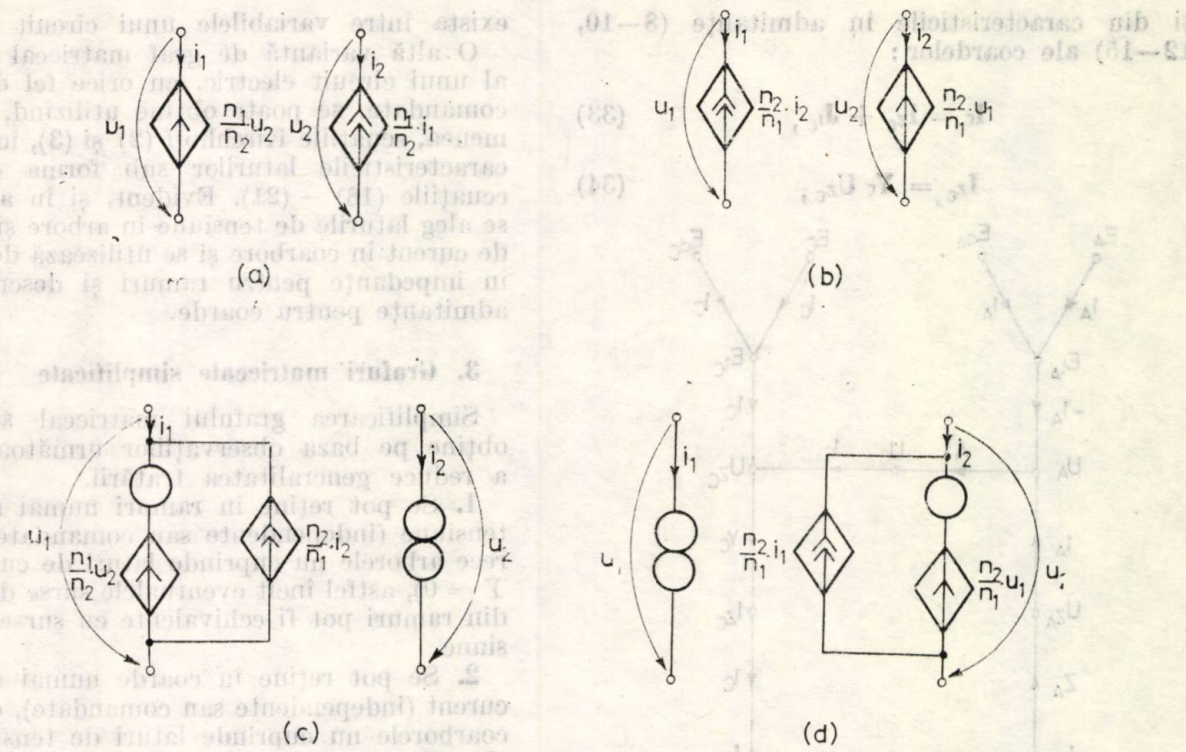


Fig. 3. Scheme echivalente ale transformatorului ideal: *a*, *b* — cuplaj primar-secundar, *c* — schema reflectată în primar, *d* — schema reflectată în secundar.

Deoarece pentru construirea unui graf Mason al circuitului, este necesar ca relaţiile ce rezultă din caracteristicile laturilor să fie complementare celor rezultate din teoremele lui Kirchhoff, în sensul discutat în paragraful următor, rezultă că trebuie satisfăcute relaţiile de apartenenţă $l_d \in \mathbf{a}_U$, $l_d \in \mathbf{c}_I$, $l_n \in \mathbf{a}_I$ şi $l_n \in \mathbf{c}_U$. Ca urmare, în acest caz este obligatoriu ca arborii $\mathcal{A}_U$ şi $\mathcal{A}_I$ să nu fie identici.

2. Grafurile matriceale complete

Pentru construirea grafurilor matriceale de tip Mason ale unui circuit electric, ecuaţiile provenind din caracteristicile laturilor trebuie explicitate în variabilele complementare celor explicitate din ecuaţiile bazate pe teoremele lui Kirchhoff. Deoarece din ecuaţiile lui Kirchhoff în curent se exprimă curenţii unor ramuri (2, 4, 6) şi tensiunile unor coarde (3, 5, 7), rezultă că din caracteristicile laturilor trebuie obţinute tensiunile ramurilor şi curenţii coardelor, ceea ce implică utilizarea ecuaţiilor în impedanţe pentru ramuri şi a ecuaţiilor în admitanţe pentru coarde. Aceasta pune problema modului de selectare a laturilor în arbore şi în coarbore, astfel încît să existe ecuaţiile de tipul dorit. Dificultăţile apar în cazul existenţei laturilor de tensiune ($Z = 0$), care nu au ecuaţii în admitanţe, şi al existenţei laturilor de curent ($Y = 0$), care nu au ecuaţii în impedanţe.

După cum s-a arătat anterior [6, 9], pentru orice circuit compatibil, întotdeauna posibil să se selecteze toate laturile de tensiune în arbore (deoarece astfel de laturi nu pot forma bucle ireductibile) şi toate laturile de curent în coarbore (deoarece nu pot exista suprafeţe închise de secţiune ireductibile care să intersecteze numai astfel de laturi). Rezultă că există întotdeauna o partiţie a laturilor circuitului în arbore şi în coarbore, care permite scrierea ecuaţiilor matriceale în forma necesară pentru construirea unui graf matriceal.

O primă variantă de graf matriceal complet (**GMC**) al unui circuit electric, de orice fel de surse comandate şi elemente nereciproce liniare este reprezentată în figura 4 şi rezultă din ecuaţiile lui Kirchhoff (2) şi (3), din caracteristicile în impedanţe (8, 9, 11—15) ale ramurilor :

$$\mathbf{U}_A = \mathbf{U}_{Z_A} - \mathbf{E}_{t_A}, \tag{28}$$

$$\mathbf{U}_{Z_A} = \mathbf{Z}_A \mathbf{I}_{Z_A}, \tag{29}$$

$$\mathbf{I}_{Z_A} = \mathbf{I}_A - \mathbf{J}_{t_A}, \tag{30}$$

$$\mathbf{J}_t = \mathbf{J}_A + \mathbf{J}_{d_A} = \mathbf{J}_A + \mathbf{Y}_{m_{Al}} \mathbf{U} + \mathbf{A}_{I_{Al}} \mathbf{I}, \tag{31}$$

$$\mathbf{E}_{t_A} = \mathbf{E}_A + \mathbf{E}_{d_A} = \mathbf{E}_A - \mathbf{Z}_{m_{Al}} \mathbf{I} - \mathbf{A}_{U_{Al}} \mathbf{U}, \tag{32}$$

şi din caracteristicile în admitanţe (8—10, 12—15) ale coardelor:

$$\mathbf{I_c} = \mathbf{I_{z_c}} + \mathbf{J_{t_c}}, \tag{33}$$

$$\mathbf{I_{z_c}} = \mathbf{Y_c}\,\mathbf{U_{z_c}}, \tag{34}$$

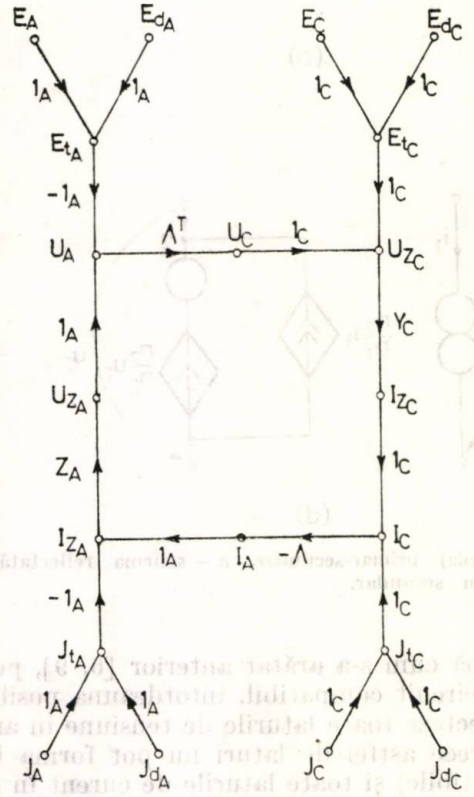


Fig. 4. Graful matriceal complet (G.M.C.) al unui circuit cu surse comandate.

$$\mathbf{U_{z_c}} = \mathbf{U_c} + \mathbf{E_{t_c}}, \tag{35}$$

$$\mathbf{E_{t_c}} = \mathbf{E_c} + \mathbf{E_{d_c}} = \mathbf{E_c} + \mathbf{Z_{m_{Cl}}}\,\mathbf{I} + \mathbf{A_{U_{Cl}}}\,\mathbf{U}, \tag{36}$$

$$\mathbf{J_{t_c}} = \mathbf{J_c} + \mathbf{J_{d_c}} = \mathbf{J_c} + \mathbf{Y_{m_{Cl}}}\,\mathbf{U} + \mathbf{A_{I_{Cl}}}\,\mathbf{I}. \tag{37}$$

În ecuaţiile (31), (32), (36), şi (37) se consideră că sursele dependente sînt comandate de curenţii sau de tensiunile oricăror laturi ale circuitului. După cum s-a arătat, se pot adăuga, eventual, termeni comandaţi de:

$$\mathbf{I_{z_A}},\ \mathbf{I_{z_C}},\ \mathbf{U_{z_A}}\ \text{şi}\ \mathbf{U_{z_C}}.$$

În reprezentarea grafului nu s-au inclus şi laturile care corespund comenzii surselor dependente, pentru a se evita încărcarea excesivă a desenului.

Desigur că, un astfel de graf complet este prea complicat pentru a fi utilizat practic în rezolvarea circuitelor, însă el dă o imagine asupra tuturor tipurilor de dependenţe ce pot exista între variabilele unui circuit electric.

O altă variantă de graf matriceal complet al unui circuit electric, cu orice fel de surse comandate, se poate obţine utilizînd, de asemenea, ecuaţiile Kirchhoff (2) şi (3), însă luînd caracteristicile laturilor sub forma dată de ecuaţiile (18) — (21). Evident, şi în acest caz se aleg laturile de tensiune în arbore şi laturile de curent în coarbore şi se utilizează descrierea în impedanţe pentru ramuri şi descrierea în admitanţe pentru coarde.

3. Grafuri matriceale simplificate

Simplificarea grafului matriceal se poate obţine pe baza observaţiilor următoare, fără a reduce generalitatea tratării.

1. Se pot reţine în ramuri numai surse de tensiune (independente sau comandate), deoarece arborele nu cuprinde laturi de curent (cu $Y = 0$), astfel încît eventualele surse de curent din ramuri pot fi echivalente cu surse de tensiune.

2. Se pot reţine în coarde numai surse de curent (independente sau comandate), deoarece coarborele nu cuprinde laturi de tensiune (cu $Z = 0$), astfel încît eventualele surse de tensiune din coarde pot fi echivalate cu surse de curent.

3. Laturile al căror curent este mărimea de intrare (de comandă) a unor surse comandate (de tensiune sau de curent) se aleg în arbore. În cazul cînd există bucle cuprinzînd numai laturi de tensiune şi laturi de comandă în curent astfel încît nu pot fi alese toate în arbore, se introduce o ramură suplimentară fictivă în scurtcircuit ($Z=0$), în serie cu una dintre laturile de comandă în curent din buclă. Curentul din latura fictivă nou introdusă este considerat mărimea de intrare a sursei comandate, iar vechea latură nu mai este o latură de comandă în curent şi poate fi inclusă în coarbore. Acest procedeu asigură selectarea tuturor laturilor de comandă în curent în arbore, cu preţul introducerii unui număr de ramuri fictive în scurtcircuit egal cu numărul eventualelor bucle independente alcătuite numai din laturi de tensiune şi din laturi de comandă în curent.

4. Laturile a căror tensiune este mărime de intrare (de comandă) a unor surse comandate (de curent sau de tensiune) se aleg în coarbore. În cazul în care există suprafeţe de secţiune intersectînd numai laturi de curent şi laturi de comandă în tensiune astfel încît nu pot fi toate incluse într-un coarbore, se introduce o coardă fictivă suplimentară în gol ($Y = 0$), în derivaţie cu una dintre laturile de comandă în tensiune. Tensiunea la bornele laturii fictive nou introduse este considerată mărimea de intrare a sursei comandate, iar latura cu care a fost conectată în paralel încetează de a mai fi o latură de comandă în tensiune şi poate fi selectată în arbore. În acest fel se selectează

în coarbore toate laturile de comandă în tensiune şi se introduce un număr de coarde fictive în gol egal cu numărul eventualelor suprafeţe de secţiune independente ce intersectează numai laturi de curent şi laturi de comandă în tensiune.

5. Unul din procedeele descrise în observaţiile 3 şi 4 se aplică şi laturilor care sînt simultan laturi de comandă în curent şi în tensiune, astfel încît acestea se înlocuiesc cu o ramură şi o coardă. De asemenea, este posibil în acest caz să se utilizeze două partiţionări diferite, ca la scrierea relaţiilor (4) şi (5).

Ţinînd seama de observaţiile 1—4 laturile de intrare şi de ieşire ale diferitelor tipuri de surse comandate se selectează în arbore şi în coarbore după cum se indică în figura 5.

Ca urmare, se obţine graful matriceal simplificat al circuitului (**GMS**), figura 6, care rezultă din relaţiile Kirchhoff (2), şi (3), din caracteristicile ramurilor sub forma :

$$\mathbf{U_A} = \mathbf{u_A} - \mathbf{E_A}, \tag{38}$$

$$\mathbf{u_A} = (\mathbf{Z_A} + \mathbf{Z_M})\,\mathbf{i_A} + \mathbf{A_U}\,\mathbf{u_C}, \tag{39}$$

$$\mathbf{i_A} = \mathbf{I_A} - (\mathbf{J_A}) \tag{40}$$

şi din caracteristicile coardelor sub forma :

$$\mathbf{I_C} = \mathbf{i_C} + \mathbf{J_C}, \tag{41}$$

$$\mathbf{i_C} = (\mathbf{Y_C} + \mathbf{Y_M})\,\mathbf{u_C} + \mathbf{A_I}\,\mathbf{i_A}, \tag{42}$$

$$\mathbf{u_C} = \mathbf{U_C} + (\mathbf{E_C}). \tag{43}$$

În ecuaţiile (40) şi (43) s-au notat între paranteze parametrii surselor independente, care se pot elimina din graf prin transfigurări ale laturilor paralel-serie şi invers.

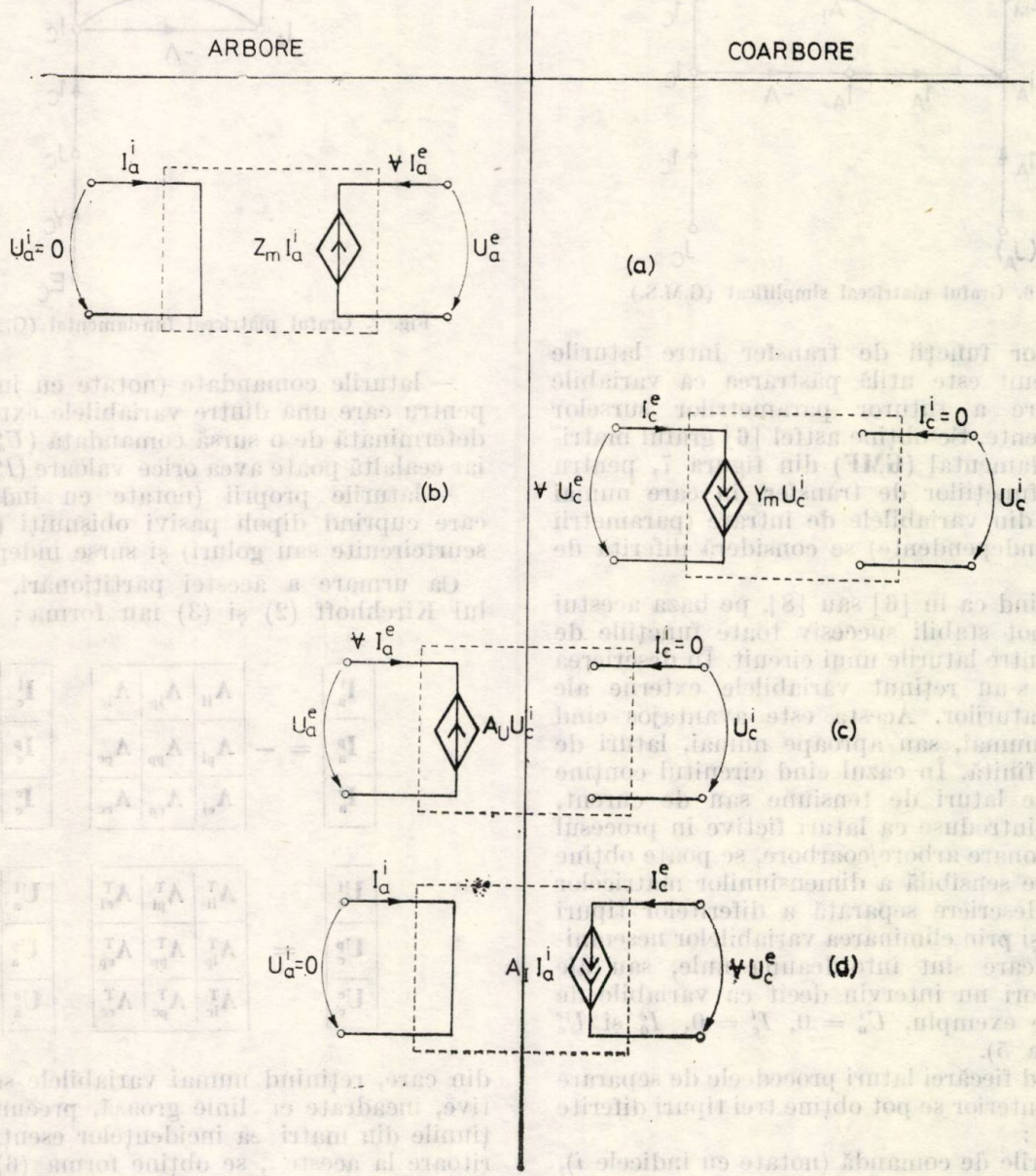


Fig. 5. Selectarea în arbore şi în coarbore a laturilor de intrare şi de ieşire ale surselor comandate.

Se observă că aceste echivalări permit şi eliminarea tuturor variabilelor interne din graf. Pe de altă parte însă, pentru calculul direct

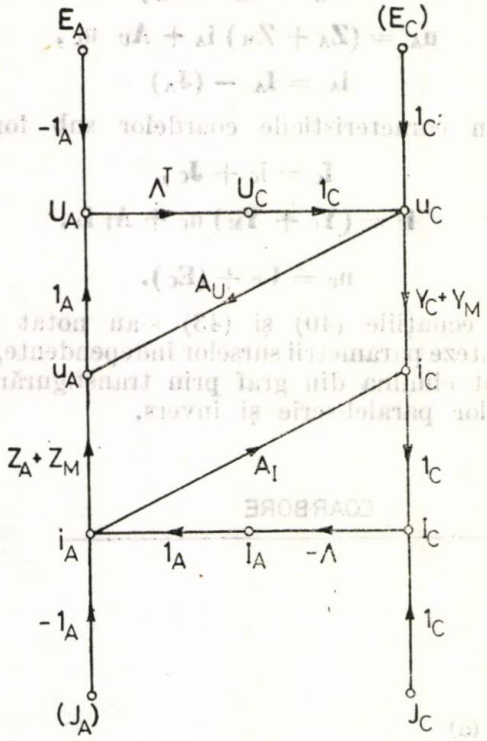


Fig. 6. Graful matriceal simplificat (G.M.S.).

al oricăror funcţii de transfer între laturile unui circuit este utilă păstrarea ca variabile de intrare a tuturor parametrilor surselor independente. Se obţine astfel [6] graful matriceal fundamental (**GMF**) din figura 7, pentru calculul funcţiilor de transfer, în care numai cîte una din variabilele de intrare (parametrii surselor independente) se consideră diferită de zero.

Procedînd ca în [6] sau [8], pe baza acestui graf se pot stabili succesiv toate funcţiile de transfer între laturile unui circuit. În descrierea utilizată s-au reţinut variabilele externe ale tuturor laturilor. Acesta este avantajos cînd intervin numai, sau aproape numai, laturi de imitanţă finită. În cazul cînd circuitul conţine numeroase laturi de tensiune sau de curent, eventual introduse ca laturi fictive în procesul de partiţionare arbore/coarbore, se poate obţine o reducere sensibilă a dimensiunilor matricelor printr-o descriere separată a diferitelor tipuri de laturi şi prin eliminarea variabilelor nesemnificative (care sînt întotdeauna nule, sau ale căror valori nu intervin decît ca variabile de ieşire; de exemplu, $U_a^i = 0$, $I_c^i = 0$, I_a^e şi U_c^e din figura 5).

Aplicînd fiecărei laturi procedeele de separare descrise anterior se pot obţine trei tipuri diferite de laturi:

— laturile de comandă (notate cu indicele i), pentru care una dintre variabilele externe este mărimea de intrare a unei surse comandate (I_a^i sau U_c^i), iar cealaltă variabilă este nulă ($U_a^i = 0$, $I_e^i = 0$),

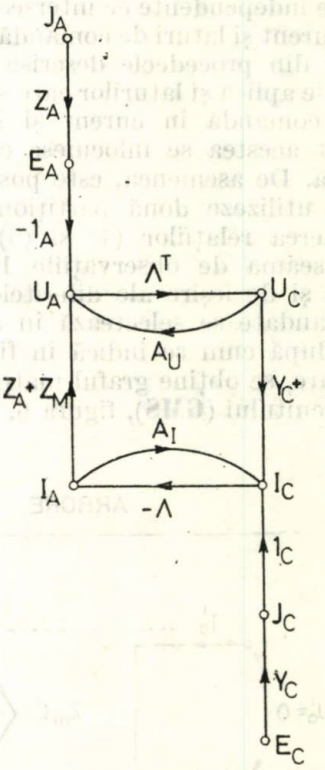


Fig. 7. Graful matriceal fundamental (G.M.F.).

— laturile comandate (notate cu indicile e), pentru care una dintre variabilele externe este determinată de o sursă comandată (U_a^e sau I_c^e), iar cealaltă poate avea orice valoare (I_a^e sau U_c^e),

— laturile proprii (notate cu indicele p), care cuprind dipoli pasivi obişnuiţi (eventual scurtcircuite sau goluri) şi surse independente.

Ca urmare a acestei partiţionări, ecuaţiile lui Kirchhoff (2) şi (3) iau forma:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_a^i \\ \mathbf{I}_a^p \\ \mathbf{I}_a^e \end{bmatrix} = - \left[\begin{array}{c|c|c} \mathbf{\Lambda}_{ii} & \mathbf{\Lambda}_{ip} & \mathbf{\Lambda}_{ic} \\ \hline \mathbf{\Lambda}_{pi} & \mathbf{\Lambda}_{pp} & \mathbf{\Lambda}_{pc} \\ \hline \mathbf{\Lambda}_{ei} & \mathbf{\Lambda}_{ep} & \mathbf{\Lambda}_{ec} \end{array}\right] \begin{bmatrix} \mathbf{I}_c^i \\ \mathbf{I}_c^p \\ \mathbf{I}_c^e \end{bmatrix} \tag{44}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_c^i \\ \mathbf{U}_c^p \\ \mathbf{U}_c^e \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c|c} \mathbf{\Lambda}_{ii}^T & \mathbf{\Lambda}_{pi}^T & \mathbf{\Lambda}_{ei}^T \\ \hline \mathbf{\Lambda}_{ip}^T & \mathbf{\Lambda}_{pp}^T & \mathbf{\Lambda}_{ep}^T \\ \hline \mathbf{\Lambda}_{ic}^T & \mathbf{\Lambda}_{pc}^T & \mathbf{\Lambda}_{ec}^T \end{array}\right] \begin{bmatrix} \mathbf{U}_a^i \\ \mathbf{U}_a^p \\ \mathbf{U}_a^e \end{bmatrix} \tag{45}$$

din care, reţinînd numai variabilele semnificative, încadrate cu linie groasă, precum şi porţiunile din matricea incidenţelor esenţiale referitoare la aceste, se obţine forma (6) şi (7) a ecuaţiilor lui Kirchhoff.

Completînd aceste relații cu ecuațiile semnificative ale ramurilor

$$\mathbf{U}_a^p = \mathbf{Z}_a \mathbf{I}_a^p - (\mathbf{E}_a + \mathbf{Z}_a \mathbf{J}_a), \quad (46)$$

$$\mathbf{U}_a^e = \mathbf{Z}_m \mathbf{I}_a + \mathbf{A}_u \mathbf{U}_c^i \quad (47)$$

și ale coardelor

$$\mathbf{I}_c^p = \mathbf{Y}_c \mathbf{U}_c^p + (\mathbf{J}_c + \mathbf{Y}_c \mathbf{E}_c), \quad (48)$$

$$\mathbf{I}_c^e = \mathbf{Y}_m \mathbf{U}_c^i + \mathbf{A}_i \mathbf{I}_a^i, \quad (49)$$

se obține graful matriceal pentru calculul funcțiilor de transfer din figura 8, care are o structură mai complexă, însă include matrice de dimensiuni mai mici și au structuri mai simple.

Procesul de partiționare poate fi continuat, pentru a separa laturile corespunzătoare surselor hibride (fig. 5, a și b), de cele ale surselor omogene (fig. 5, c și d), ceea ce conduce la graful din figura 9, care reprezintă etapa de trecere spre graful dezvoltat al rețelei și indică modul în care trebuie ordonat acesta.

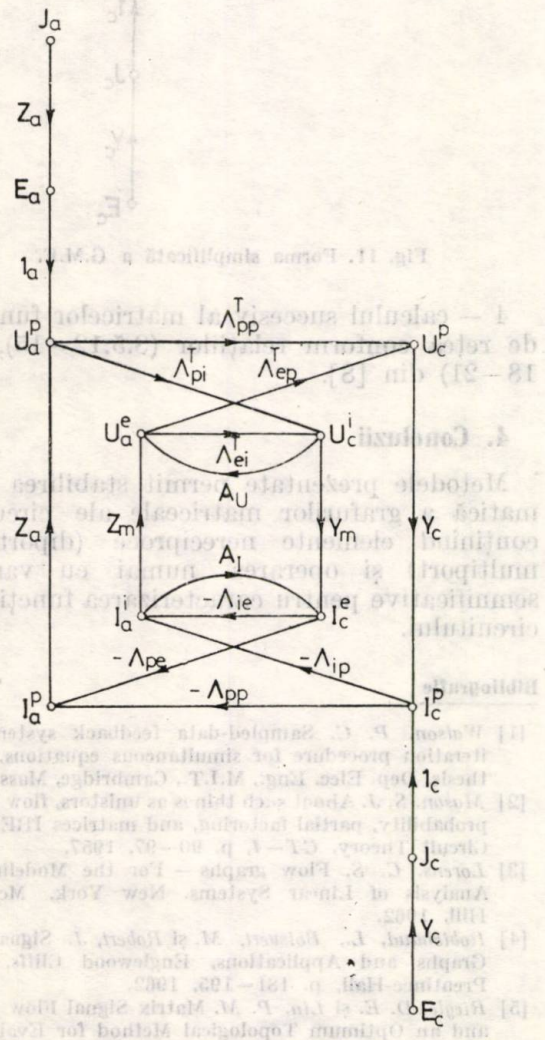


Fig. 8. Punerea în evidență a variabilelor de comandă și a variabilelor comandate într-un G.M.F.

Pentru elaborarea algoritmelor sistematice de analiză a rețelelor electrice este avantajos să se grupeze variabilele care intervin în relații similare.

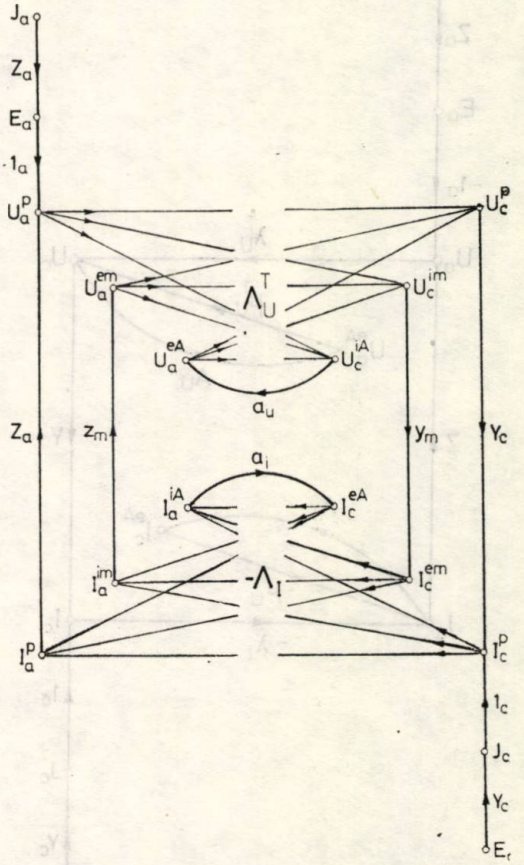


Fig. 9. Separarea tipurilor de comenzi într-un G.M.F.

Notînd $\mathbf{I}_a$ vectorul obținut prin compunerea vectorilor $\mathbf{I}_a^p$ și $\mathbf{I}_a^{im}$ din graful din figura 9 (compunere care poate duce la suprapunerea unora dintre variabile și la reducerea dimensiunii matricei); $\mathbf{U}_a$, $\mathbf{U}_c$ și $\mathbf{I}_c$ — vectorii obținuți similar prin compunerea vectorilor corespunzători, se obține graful din figura 10, în care transmitanțele matriceale rezultă ușor din cele din figura 9 și se pot stabili direct pentru un circuit dat. Eliminînd nodurile $\mathbf{U}_a^{eA}$ și $\mathbf{I}_c^{eA}$ se obține graful matriceal echivalent din figura 11, care redă într-o formă compactă toate dependențele funcționale între variabilele semnificative ale unui circuit electric.

S-au notat:

$$\mathbf{A} = (\mathbf{1}_c - \mu_U^T \mathbf{A}_U)^{-1} \lambda_U^T, \quad (50)$$

$$\mathbf{B} = -(\mathbf{1}_a + \mu_I \mathbf{A}_I)^{-1} \lambda_I, \quad (51)$$

matricele adimensionale de transfer care exprimă atît incidențele laturilor, cît și efectul surselor

comandate omogene. Elementele acestor matrice pot fi calculate direct ca transmitanţe ($U_a \rightarrow U_c$) şi ($I_c \rightarrow I_a$) în subgrafurile dezvoltate corespunzătoare variabilelor (U_a, U_c) şi (I_c, I_a). Se

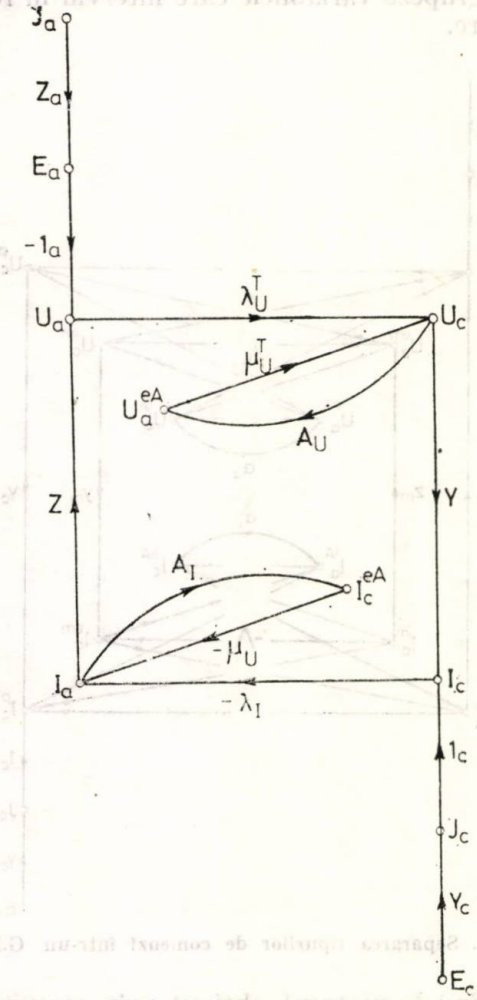


Fig. 10. Eliminarea nodurilor pentru sursele comandate omogene într-un G.M.F.

observă că la un graf de o formă similară se poate ajunge eliminînd buclele $\mathbf{A}^T \mathbf{A}_U$ şi $\mathbf{A}_{A_I}$ în graful din figura 7.

Algoritmul de calcul al funcţiilor de transfer ale unui circuit pe baza grafului din figura 11 comportă următoarele etape:

1 — stabilirea directă a transmitanţelor grafului din figura 10;

2 — calculul transmitanţelor **A** şi **B** cu relaţiile (49) şi (50);

3 — calculul factorului de reacţie al nodului U_a:

$$\mathbf{N}_a = (1_a - zy)^{-1}, \tag{52}$$

sau al nodului I_c:

$$\mathbf{N}_c = (1_c - y\,z)^{-1}, \tag{53}$$

unde:

$$z = ZB, \tag{54}$$

$$y = YA, \tag{55}$$

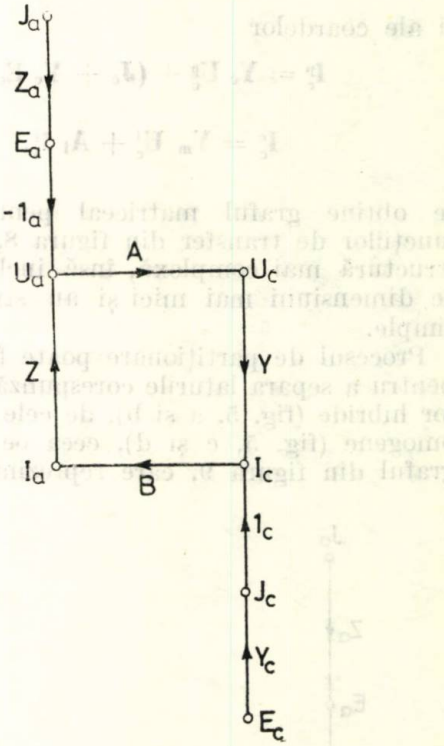


Fig. 11. Forma simplificată a G.M.F.

4 — calculul succesiv al matricelor funcţiilor de reţea conform relaţiilor (8.5.12—15), (8.5. 18—21) din [8].

4. Concluzii

Metodele prezentate permit stabilirea sistematică a grafurilor matriceale ale circuitelor conţinînd elemente nereciproce (diport sau multiport) şi operarea numai cu variabile semnificative pentru caracterizarea funcţionării circuitului.

Bibliografie

[1] *Watson, P. C.* Sampled-data feedback systems and iteration procedure for simultaneous equations. M. S. thesis, Dep. Elec. Eng., M.I.T., Cambridge, Mass., 1955.

[2] *Mason, S. J.* About such things as unistors, flow graphs, probability, partial factoring, and matrices IRE Trans. Circuit Theory, *CT—4*, p. 90—97, 1957.

[3] *Lorens, C. S.* Flow graphs — For the Modeling and Analysis of Linear Systems, New York, Mc Graw Hill, 1962.

[4] *Robichaud, L., Boisvert, M.* şi *Robert, J.* Signal Flow Graphs and Applications, Englewood Cliffs, N.J. : Prentince-Hall, p. 181—195, 1962.

[5] *Riegle, D. E.* şi *Lin, P. M.* Matrix Signal Flow Graphs and an Optimum Topological Method for Evaluating, Their Gains, IEEE Trans. Circuit Theory, **19**, 5, p. 427—435, 1972.

[6] *Cristea, P.* Network Functions Signal Flow Graphs. În : Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., **20**, 2, p. 161—173, 1975.
[7] *Cristea, P.* Transfer Imittances Signal-Flow Graphs of an Electric Network, Rev. Roum. Sci. Tech.-Electrotechn. et Energ., **17**, 2, p. 241—250, 1972.
[8] *Preda, M., Cristea, P., Dorobanțu, I.* Analiza topologică a circuitelor electrice, București, Editura Tehnică, 1979.
[9] *Preda, M., Cristea, P.* Analiza circuitelor electrice active. Metode topologice. Grafuri de fluență. Institutul politehnic — București, 1975.
[10] *Cristea, P.* Scheme echivalente cu elemente dipolare ale circuitelor electrice și electronice, E.E.A., Electrotehnica, 23, 4, p. 45—155, 1975.
[11] *Henley, E. J.* și *Williams, E. A.* Graph Theory in Modern Engineering. New York, London, Academic Press, 1973.

CZ 621.313.33 : 621.314.6

TURAȚIE REGLABILĂ
MAȘINA ASINCRONĂ

Asupra performanțelor motorului asincron dintr-o cascadă cu elemente statice

MARIUS BABESCU * — Timișoara

Introducere

Motorul asincron, dintr-o schemă în cascadă pentru modificarea turației, este o mașină asincronă dublu alimentată.

În [2, 3] se dau, în principiu, caracteristicile mecanice (cuplu-turație) ale cascadei, în ipoteza neglijării rezistențelor comparativ cu reactanțele mașinii, și nu se fac precizări asupra solicitărilor electrice ale mașinii.

În această lucrare, pe baza teoriei generale a mașinii asincrone, pentru armonica fundamentală se obțin performanțele electromecanice ale motorului asincron legat în indus la un ansamblu de mutatoare : redresor-invertor.

1. Ecuațiile de funcționare

Schema electrică este dată în figura 1. Blocul de mutatoare M este format dintr-un redresor trifazat în punte și un invertor, legat la ieșire, prin intermediul transformatorului de

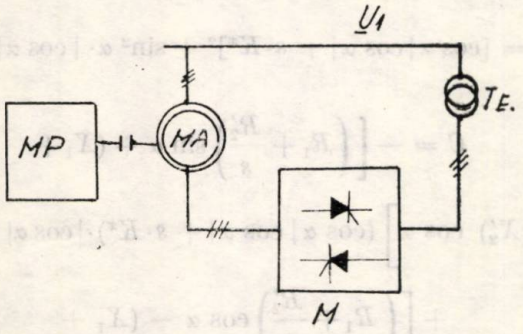


Fig. 1. Schema electrică a cascadei cu elemente statice.

adaptare *T.E.*, la rețeaua de tensiune U_1 și frecvență f_1. Cu schema dată se obține o deplasare a curbei cuplului într-o plajă foarte largă, limitată numai de puterea de dimensionare a mutatoarelor M.

Realizarea unor turații cerute de mașina primară de acționare se face prin modificarea unghiului de comandă al tiristoarelor invertorului din blocul M și prin aceasta se modifică ca valoare și fază tensiunea rotorică U_2 și schimbul de putere dintre indus și rețeaua U_1.

Se folosește, pentru calculul performanțelor mașinii, schema electrică în T a mașinii asincrone. Rezolvarea schemei presupune precizarea, ca valoare și fază, a tensiunii rotorice de la inele : U_2.

Redresorul fiind trifazat în punte, între tensiunea U_R de la ieșire și tensiunea U_2 de la intrare, există relația :

$$U_R = U_2 \cdot \frac{3\sqrt{6}}{\pi} . \qquad (1)$$

Pentru unghiul α de comandă a tiristoarelor, între tensiunile de la intrarea și de la ieșirea invertorului, se scrie formula de legătură :

$$\hat{U}_R = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_I \cdot |\cos \alpha| . \qquad (2)$$

Folosind ecuațiile (1) și (2) rezultă, pentru tensiunea rotorică U_2, valoarea :

$$U_2 = U_I \cdot |\cos \alpha| . \qquad (3)$$

Dar cum $U_I \cong U_1/K_T$ (K_T — raportul de transformare a transformatorului *T.E.*), relația (3) se transformă în :

$$U_2 = U_1 |\cos \alpha| / K_T . \qquad (4)$$

Ca fază se consideră că ansamblul de mutatoare, redresor-invertor, defazează cu unghiul α

* Dr. ing. *Babescu, M.* este cadru didactic la Facultatea de electrotehnică a Institului politehnic din Timișoara.

tensiunea U_2 în urma tensiunii U_1, iar transformatorul de adaptare introduce un defazaj de 180°C. Cu aceste precizări, în scriere fazorială tensiunea rotorică U_2 se pune sub forma :

$$U_2 = \frac{U_1}{K_T} \cdot e^{j\alpha} |\cos \alpha| . \qquad (5)$$

În aceste condiţii, sistemul de ecuaţii ce defineşte funcţionarea maşinii asincrone devine :

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_1 - \underline{U}_{e1} \\ \underline{U}_{e1} &= -\underline{Z}_{1m} \cdot \underline{I}_{01} \\ \underline{I}_{01} &= \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 \\ \underline{U}'_{e2} &= \underline{U}_{e1} = \underline{Z}'_2 \cdot \underline{I}'_2 + \underline{U}'_2 \end{aligned} \qquad (6)$$

unde : $\underline{Z}_1, \underline{Z}'_2, \underline{Z}_{1m}, \underline{I}_1, \underline{I}'_2, \underline{U}_{e1}, \underline{U}'_e$ sînt mărimile precizate în teoria generală a maşinii asincrone [1].

Prin $\underline{U}'_2$ se înţelege tensiunea rotorică redusă la stator în felul următor :

$$\underline{U}'_2 = K_A \cdot \underline{U}_2|_s = K_A \cdot \frac{U_1}{K_T \cdot s} \cdot e^{j\alpha} \cdot (\cos \alpha), \qquad (7)$$

unde :

$K_A = K_i = K_e = \frac{N_1}{N_2}$ (raportul de transformare a maşinii asincrone trifazate).

Din sistemul de ecuaţii (6) se pot determina curenţii $\underline{I}_1$ şi $\underline{I}'_2$ în funcţie de parametrii maşinii şi tensiunile de alimentare şi prin aceasta funcţionarea maşinii este cunoscută.

La calculul cuplului, folosind expresia :

$$M = \frac{3 \cdot p}{\Omega_1} \cdot U_1^2 \cdot \frac{(R'_2 + R'_a)/s}{\cdot \left(R_1 + C_1 \frac{R'_2 + R'_a}{s} \right)^2 + [X_1 + C_1 (X'_2 + X'_a)]^2}$$

interesează numai impedanţa adiţională $\underline{Z}'_a = \frac{\underline{U}'_2}{\underline{I}'_2}$ şi, deci, se scoate din (6) valoarea lui $\underline{I}'_2$.

Relaţia finală la care se ajunge pentru $\underline{I}'_2$ este următoarea :

$$\underline{I}'_2 = -\frac{\underline{U}'_2 \left[\frac{K_T \cdot s}{K_A \cdot e^{j\alpha} \cos \alpha} \cdot \underline{Z}_{1m} + (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{1m}) \right]}{\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_{1m} + \underline{Z}'_2 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{1m})} . \qquad (9)$$

Pentru curentul primar I_1 se obţine expresia :

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1 \left(1 + \frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_{1m}} \right) + \frac{K_T}{K_A} \cdot \frac{\underline{U}_1}{S} \cdot e^{j\alpha} |\cos \alpha|}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2 \cdot \underline{C}_1} . \qquad (9')$$

Folosind expresia (9), impedanţa adiţională legată la bornele secundarului $\underline{Z}'_a$, se scrie :

$$\underline{Z}'_a = \frac{\underline{U}'_2}{\underline{T}'_2} = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2 \cdot \underline{C}_1}{\underline{C}_1 \frac{K_T \cdot s}{K_A \cdot e^{j\alpha} |\cos \alpha|}} . \qquad (10)$$

Constanta complexă $\underline{C}_1$ fiind, în modul, foarte apropiată de unu se ia în continuare în calcule egală cu unitatea.

Raţionalizînd numitorul expresiei (10) se obţine pentru $\underline{Z}'_a$ relaţia finală :

$$\underline{Z}'_a = \frac{R'_a}{s} + J X'_a , \qquad (11)$$

cu :

$$\frac{R'_a}{s} = \frac{A}{B} \quad \text{şi} \quad X'_a = \frac{C}{B} , \qquad (12)$$

unde :

$$A = -\left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right) \cos \alpha - (X_1 + X'_2) \sin \alpha \right] (\cos \alpha |\cos \alpha| + s, \ K^x) |\cos \alpha| - \left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right) \sin \alpha + (X_1 + X'_2) \cos \alpha] \sin \alpha |\cos \alpha|^2 , \qquad (13)$$

$$B = [\cos \alpha |\cos \alpha| + s \cdot K^x]^2 + \sin^2 \alpha \cdot |\cos \alpha|^2 , \qquad (14)$$

$$C = -\left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right) \sin \alpha + (X_1 + X'_2) \cos \alpha \right] (\cos \alpha |\cos \alpha| + s \cdot K^x) \cdot |\cos \alpha| + \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right) \cos \alpha - (X_1 + X'_2) \sin \alpha \right] \sin \alpha |\cos \alpha|^2 \qquad (15)$$

şi $K^x = K_A |K_T$. (16)

Pentru $\alpha = 90°$ rezultă $\underline{Z}'_a = 0$, indusul fiind în scurtcircuit.

2. Performanţele maşinii

Cuplul maşinii este dat de expresia (8) şi este o funcţie de parametrii maşinii, de alunecare şi de unghiul α de comandă al tiristoarelor invertorului din circuitul indusului.

Cuplul critic şi alunecarea critică se pot calcula, în principiu, prin derivarea expresiei (8), dar rezultatele obţinute nu conduc la soluţii practice datorită complexităţii lor (se obţin ecuaţii transcendente rezolvabile numai prin metode numerice).

Pentru obţinerea caracteristicilor cuplu-turaţie s-a folosit un program de calcul rulat pe un calculator FELIX-C-256.

Ordinograma de principiu pentru calculul performanţelor este dată în figura 2.

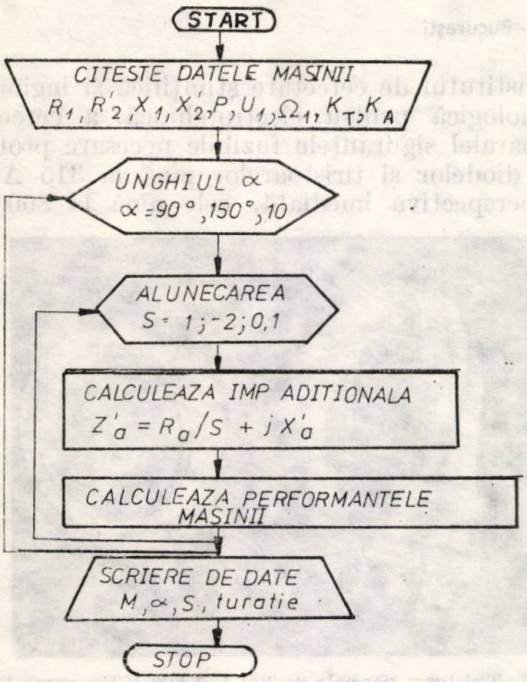


Fig. 2. Ordinograma de calcul a caracteristicilor mecanice.

S-au putut trasa astfel familia de caracteristici cuplu-turaţie la unghiul α ca şi parametrul. Rezultatele sînt date în figura 3.

Se observă o modificare a valorii cuplului critic cu unghiul de comandă α al tiristoarelor invertorului din circuitul indusului. Prin unghiul de comandă al tiristoarelor se impune valoarea puterii absorbite din indus şi restituită reţelei de alimentare prin blocul de mutatoare M.

Deci, din punct de vedere energetic, sistemul de conversie al energiei electromecanice funcţionează optim într-o plajă largă de turaţii.

Solicitările electrice sînt determinate de valoarea curenţilor din inductor şi indus, a căror formă de variaţie este dată în figura 4. Curenţii s-au calculat cu relaţiile (9 şi 9').

Trebuie avut în vedere regimul termic admisibil al înfăşurărilor pentru a nu se distruge maşina, deoarece curenţii se modifică mult cu alunecarea de funcţionare şi cu unghiul de comandă al tiristoarelor.

Comportarea maşinii este, astfel, cunoscută atît mecanic, cît şi din punct de vedere al solicitărilor electrice.

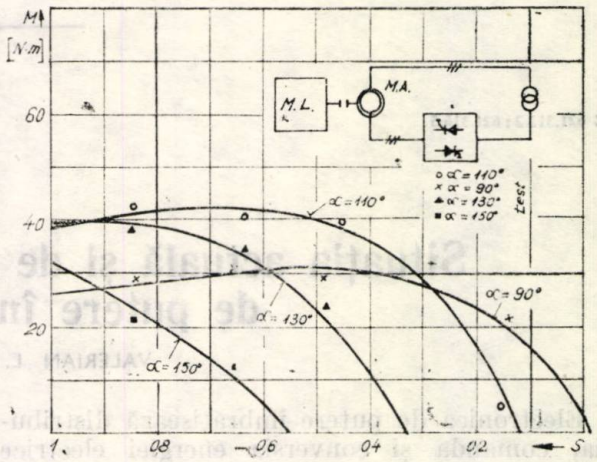


Fig. 3. Caracteristicile mecanice ale cascadei cu elemente statice.

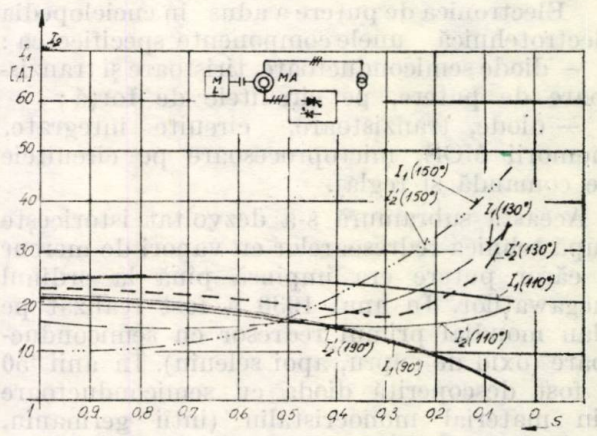


Fig. 4. Variaţia curenţilor din înfăşurările maşinii.

Rezultatele experimentale au fost obţinute pe o maşină asincronă cu următoarele date:

$R_1 = 1{,}92\ \Omega$ — rezistenţa primară;
$R_2 = 0{,}102\ \Omega$ — rezistenţa secundară;
$X_1 + X'_2 = 7{,}8\ \Omega$ — reactanţa primară + cea secundară;
$K_i = K_e = K_A = 5$ — raportul de transformare.

Se observă o bună concordanţă între rezultatele teoretice şi cele experimentale (fig. 3).

3. Concluzii

Pe baza rezultatelor obţinute, verificate experimental, se cunosc performanţele maşinii asincrone, reglată pe inelele indusului printr-un bloc de mutatoare redresor-invertor. Sistemului de conversie al energiei electromecanice i se cunosc astfel limitele modificărilor mărimilor

fundamentale, putîndu-se pune în funcţionare în condiţii energetice optime.

Bibliografie

[1] *Dordea, T.* Maşini electrice. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1970.

[2] *Kelemen, A.* Acţionări electrice. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1976.

[3] *Fransua, Al.* (colectiv) Maşini şi sisteme de acţionări electrice — Bucureşti, Ed. tehnică, 1978.

CZ 621.313.2 : 621.316.5

ELECTRONICĂ DE PUTERE
GENERATOR SINCRON
COMPONENTE DE COMANDĂ

Situaţia actuală şi de perspectivă a electronicii de putere în R. S. România

VALERIAN L. CIOFU * — Bucureşti

Electronica de putere îmbrăţişează distribuţia, comanda şi conversia energiei electrice prin aplicarea dispozitivelor semiconductoare de putere (DSP), incluzînd şi aparatajul de măsură, comandă şi reglaj aferent [1].

Electronica de putere a adus în enciclopedia electrotehnică unele componente specifice ca :

— diode semiconductoare, tiristoare şi tranzistoare de putere, pe circuitele de forţă ;

— diode, tranzistoare, circuite integrate, memorii MOS, microprocesoare pe circuitele de comandă şi reglaj.

Această subramură s-a dezvoltat istoriceşte după tehnica redresoarelor cu vapori de mercur a căror putere era împinsă pînă la ordinul megawaţilor. În anul 1930 a fost realizat pe plan mondial primul redresor cu semiconductoare (oxid de cupru, apoi seleniu). În anii '50 a fost descoperită dioda cu semiconductoare din material monocristalin (întîi germaniu, apoi siliciu). În 1958 s-au realizat în S.U.A. primele tiristoare, iar în ţara noastră, în ICPE, se începea cercetarea diodelor cu siliciu. În 1961 s-a realizat în R.S.R., de către Laboratorul de semiconductoare al ICPE, primul DSP de 200 A, 500 A, făcînd parte dintr-o serie de diode cu siliciu de 25 — 50 — 200A. Astăzi, IPRS-Băneasa fabrică tiristoare de 3—50 — 200 A şi se pregăteşte să asimileze în următorul cincinal tiristoare normale pînă la I_{TAV} = = 1 000 A şi rapide pînă la I_{TAV} = 600 A, precum şi diode normale pînă la I_{FAV} = 1 600 A şi rapide pînă la I_{FAV} = 630 A. Programul de asimilare cuprinde şi componente de comandă şi radiatoare, urmărindu-se integrarea treptată în întreprinderile centralei CIETC a fabricării modulelor, blocurilor de comandă, punţilor şi altor subansamble structurale.

* *Ciofu, L. V.* este director adjunct ştiinţific la ICPE — Bucureşti.

Institutul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru electrotehnică a cercetat în paralel siguranţele fuzibile necesare protecţiei diodelor şi tiristoarelor pînă la 315 A şi în perspectivă imediată, cele pînă la 800 A.

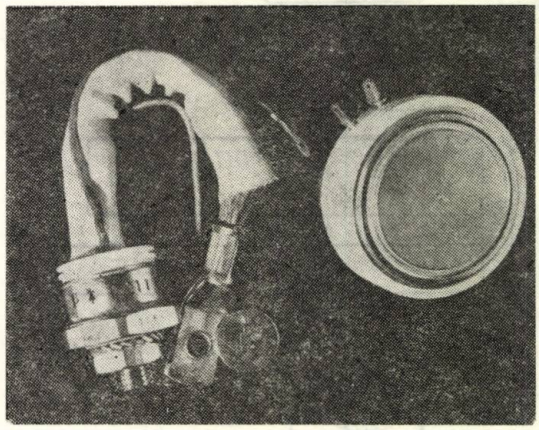


Fig. 1. Tiristoare normale de 200 A, 1 800 V tip şurub-tresă şi 700 A, 2 400 V tip disc (I.P.R.S.).

În anii 1962—1964 ICPE realizează prima instalaţie de foraj E-75 cu două motoare de 400 kW folosind amplificatoare magnetice, diode redresoare 200 A (import AEG), iar sistemul de comandă în întregime tranzistorizat, realizat cu componente româneşti. În 1964 se realizează în ICPE şi se pune în exploatare la ITB redresorul de 2 500 kW cu diode cu siliciu româneşti. În 1965 se realizează redresorul antigrizutos pentru încărcarea acumulatoarelor cu diode româneşti de 70 A, 80 V. În 1967 ICPE realizează, în concurenţă cu firma BBC, redresorul de cromare dură a tijelor pentru ecluzele complexului hidroenergetic Porţile de Fier, de 15 000 A ; 12 V, folosind diode româneşti. Anii 1971—1973 marchează un progres de prestigiu al electronicii de putere, prin realizarea în ICPE a primului echipament

de acţionare electrică pentru instalaţia de foraj F-320 cu motoare de c.c. de 850 kW, 770 V, comandate prin tiristoare, iar în 1979 a realizat alte acţionări de 200 tf şi 400 tf [2] pentru foraj terestru şi marin. Mari progrese se realizează în tipizarea proiectării şi în ridicarea culturii tehnice a fabricaţiei.

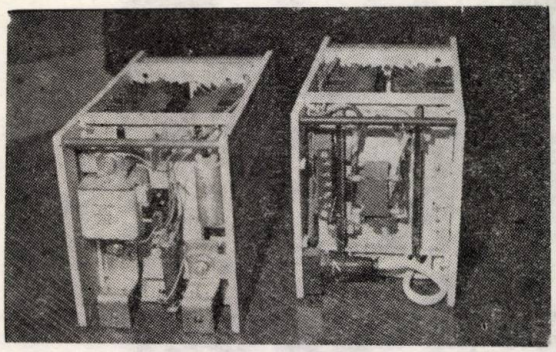


Fig. 2. Modul tiristor tipizat 400 A — 3 000 V (ICPE).

În perspectiva anilor 1981—1985 se va realiza în ICPE acţionarea electrică prin convertizoare cu tiristoare pentru o instalaţie de foraj de 800 tf corespunzătoare adîncimilor de foraj de pînă la 15 000 m, precum şi echipamentele pentru platformele de exploatare marină. Aceste realizări vor fi posibile prin îmbunătăţirea continuă a parametrilor dinamici [3] ai tiristoarelor de mare putere ($I_{T\,AVM}$ = 800—1 000 A) ce se vor asimila în ţară.

Electronica de putere introduce în ritm rapid în industrie, electrotehnologii de vîrf ca : eloxarea blocurilor motoare, călirea şi lipirea prin înaltă frecvenţă, electroeroziunea cu electrod filiform şi masiv, eroziunea electrochimică, topirea sub zgură, sudura, nitrurarea ionică, debavurarea electrochimică, tăierea cu jet de plasmă etc. Echipamente moderne ca : variatoare de turaţie şi blocuri de comandă pentru acţionarea maşinilor unelte [4], acţionări industriale în siderurgie, în industria cimentului şi a prelucrării minereurilor, instalaţii de filtrare a armonicilor, de compensare a factorului de putere, convertizoare de frecvenţă de 500 kVA pentru încălzirea trenurilor, echipamente de excitaţie statică a maşinilor sincrone, redresoare pentru electroliză şi pentru comanda locomotivelor de mare putere, a autobasculantelor de mare tonaj etc., poartă astăzi prestigiul institutelor ICPE, IPA, CCSITEP şi fabricilor electrotehnice româneşti, în întreaga ţară şi peste hotare.

În viitorul apropiat, institutele ICPE şi CCSITEP vor realiza o locomotivă de 4 000 CP în schema c.a./c.a. dotată cu convertizor de frecvenţă de mare putere şi motoare de tracţiune asincrone.

Cercetătorii români au realizat în ultimii ani cîteva tipuri de aparate de comutaţie statică fără contacte ; ei şi-au propus ca în anii următori să realizeze o serie unitară de asemenea echipamente, pentru aplicaţii prioritare la comanda automată a cuptoarelor electrice industriale de tratare termică a organelor de maşini, avînd puteri de ordinul sutelor de kilowaţi.

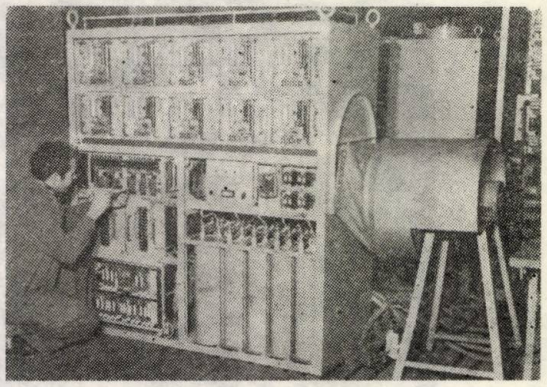


Fig. 3. Convertizor static de frecvenţă de tip cu invertor autonom 500 KVA — 800 V. 125—250 Hz/1 000 V ; 16²/3 Hz ; 22 Hz pentru încălzirea trenurilor. Export în RDG (ICPE).

Electronica de putere a revoluţionat şi echipamentele de excitaţie ale hidro şi turbogeneratoarelor cu aplicaţii la sistemul de hidrocentrale de pe Bistriţa şi Dunăre, la termocentralele din bazinul carbonifer al Olteniei şi la centralele atomoelectrice în curs de proiectare. Comanda prin chopper a vehiculelor urbane (tramvaie, troleibuze şi în anii viitori metroul — Bucureşti) aduc însemnate economii de energie ridicînd gradul de confort în transportul în comun.

Dezvoltarea DSP evoluţionează acum şi în perspectivă tehnica redresoarelor, convertizoarelor de energie, a sistemelor de comandă şi acţionărilor electrice, cu implicaţii structurale şi funcţionale în electrotehnica curenţilor tari afectată în schemele de automatizare şi configuraţie, în domenii ca : maşini electrice, aparate de comutaţie, aparate de protecţie (siguranţe fuzibile), condensatoare, transformatoare şi amplificatoare, impedanţe etc.

Dacă se fac referiri la domeniul maşinilor electrice, de exemplu, ca elemente de execuţie, electronica de putere a pus în evidenţă :

— noi domenii de folosire a unor maşini clasice, cum este motorul sincron. Comanda electronică a făcut din acest tip de maşină (cu aplicaţii particulare în trecut, doar ca micromotor), un motor cu turaţie reglabilă, realizat la noi în ţară pînă la 5,5 MW [5], iar în străinătate se lucrează la acţionări reglabile de la cîţiva kW pînă la ordinul 20 MW cu motoare sincrone lente. În 1981, vom realiza şi comanda prin cicloinvertor a motoarelor

sincrone rapide pentru standuri de încercări a turbogeneratoarelor; aceste motoare vor trebui, inițial, proiectate la 100 Hz;

— motorul asincron rapid cunoscut în trecut ca element de execuție cu turația legată de frecvența fixă a rețelei de alimentare, astăzi pe modularea sinusoidală în durată și în amplitudine a impulsurilor tensiunii de ieșire, ale căror parametrii sînt organic legați de regimurile și parametrii motorului asincron comandat. Este de semnalat aici că, introducerea reglajului motorului asincron prin convertizor de frecvență

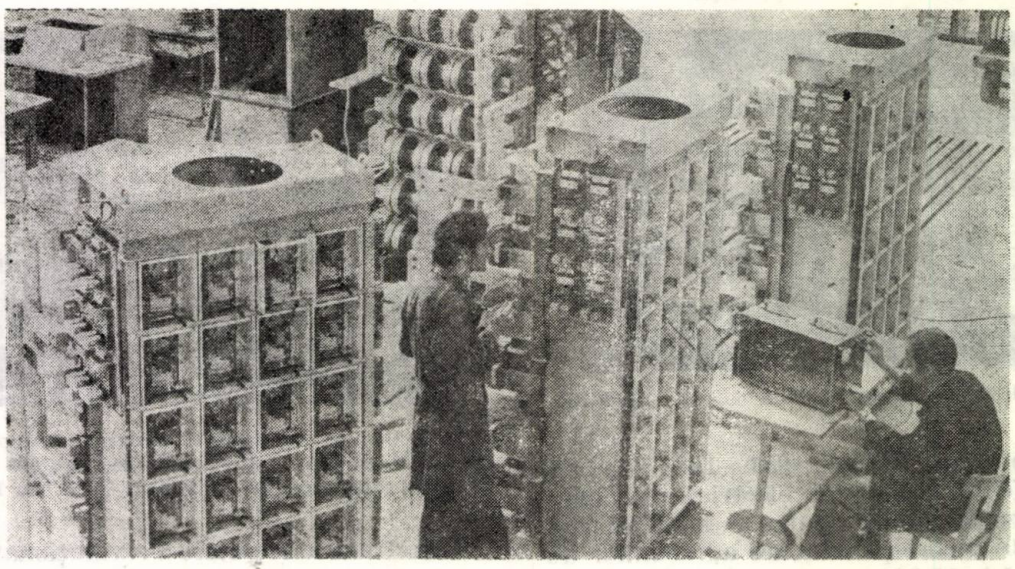


Fig. 4. Convertizor static de frecvență de tip cicloinvertor 50 Hz/0—4,66 Hz pentru acționarea motoarelor sincrone lente 5,5 MW, pe standul de încercări (ICPE).

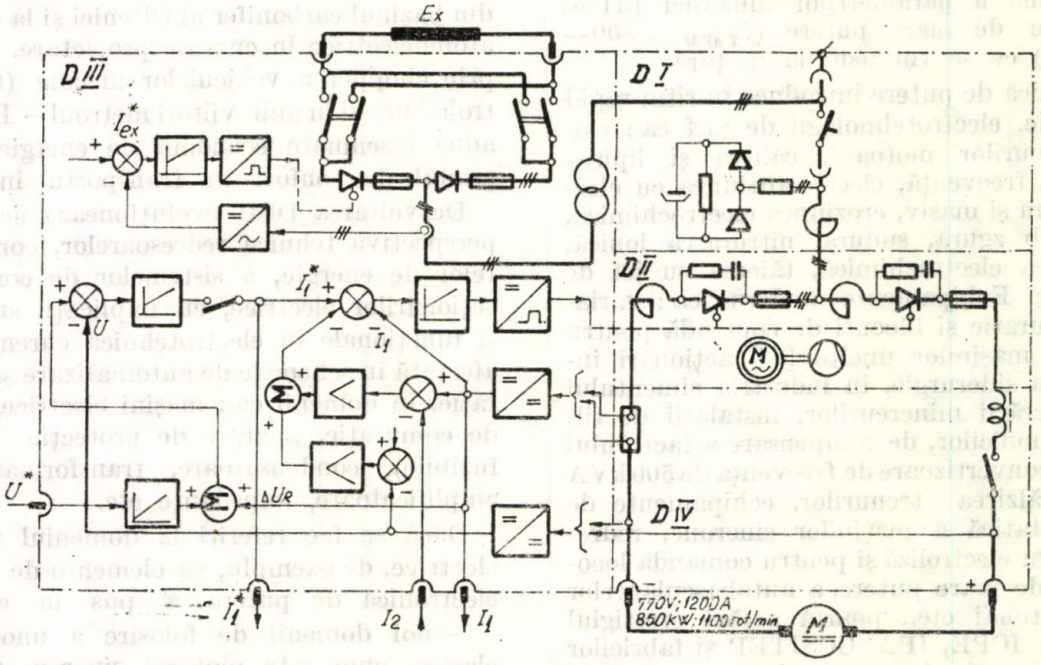


Fig. 5. Schema monofilară de forță și schema-bloc de reglare a motoarelor de c.c. 850 kW, 770 V, ale instalației de foraj F—200 EC (ICPE).

constituie un mijloc de acționare flexibil, cu variația turației în raport de pînă la 1—10, grație convertizorului de frecvență cu tiristoare. În acest domeniu, școala electrotehnică românească a cercetat și realizat convertizoare statice de frecvență de concepție originală, bazate cu tiristoare, în sine nu epuizează, ci de abia crează o tematică nouă de cercetare și proiectare pentru motorul asincron, a cărui caracteristică mecanică la frecvența variabilă de la 50 la cîțiva herți, ale căror pierderi și parametri energetici în prezența unora sau altora din

armonici la tensiunea de alimentare produse de tipul de convertizor şi de raportul U_1/f_1 şi, deci, a cărei putere disponibilă poate fi puternic influenţată, constituie suficiente motive de tra-

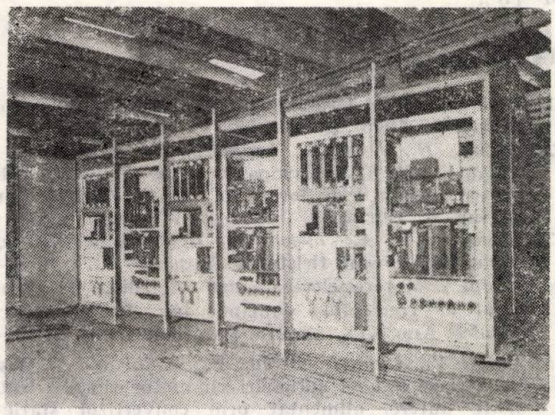


Fig. 6. Vedere exterioară a echipamentului de acţionare şi reglare a motoarelor de c.c. — 850 kW, 770 V ale instalaţiei de foraj F—200 EC (ICPE).

tare a motorului asincron sub cu totul alt unghi decît motorul asincron clasic alimentat la U şi f constante;

— generatorul sincron modern a eliminat servituţiile excitatoricii cu colector, utilizînd fie echipamente de excitaţie statică cu DSP realizate de ICPE şi IPA [6], fie excitatoare cu diode rotative realizate de CCSITEP şi IMEB, cu evidente avantaje privind fiabilitatea, consumul de metale, precizie şi parametri dinamici ridicaţi, în principal timpul de răspuns şi precizia de menţinere a tensiunii la variaţia sarcinii. De exemplu, la sistemele de excitaţie statică realizate de ICPE pentru generatoarele mici de 38—150 kVA, acest din urmă parametru este 1,5% la variaţiile turaţiei de $\pm 5\%$;

— sub aspectul metodologiei de proiectare, calculul pierderilor şi al comutaţiei motorului de c.c. trebuie să ţină seama de forma tensiunii de alimentarea produsă de convertizoarele cu tiristoare, iar la dimensionarea circuitului magnetic al transformatorului de redresor trebuie calculate şi pierderile produse de armonicile superioare, care nu mai sînt neglijabile;

— întrepătrunderea între electronica de putere şi maşina electrică a condus la realizarea unor tipuri noi de maşini electrice de c.c. ca elemente de execuţie, cu parametri intercondiţionaţi, cum sînt: servomotoarele cu întrefier axial de puteri între 180 W — 11 kW, cărora sistemul de comandă cu tiristoare le conferă parametri particulari ca de exemplu cuplul impulsional maxim, cuplul maxim în limite largi de variaţie a vitezei şi disponibilitate mare a puterii, pînă la $n = 0$ (rotor blocat) etc. În perspectivă, acest proces se va accentua, atrăgînd după sine reprofilarea unor fabrici şi diversificarea sortimentelor de export;

— apariţia şi dezvoltarea largă a motoarelor cu inerţie redusă, cu excitaţie electromagnetică sau cu magneţi permanenţi, sînt rezultatul utilizării sistemelor de comandă cu tiristoare, avînd largi implicaţii în acţionări cu caracteristici dinamice ridicate, de exemplu avansul şi acţionarea principală a maşinilor-unelte cu comandă numerică ce se fabrică la noi în ţară din ultimii ani;

— folosirea mijloacelor electronicii de putere, a permis unor cercetători români de la Institutul politehnic — Iaşi să realizeze experimental noi tipuri de maşini electrice de curent continuu cu comutaţie electronică, ale căror caracteristici pot fi identice cu ale motorului de c.c. cu caracteristică naturală derivaţie avînd pantă prestabilită;

— în fine, economicitatea şi optimizarea în generarea, transportul şi distribuţia energiei electrice, în reţelele de transport orăşenesc şi magistral, în mărirea randamentului la consumatori, fac apel din ce în ce mai mult la soluţii ce incumbă scheme ale electronicii de putere cu diode de înaltă tensiune şi curenţii de cîteva mii de amperi cu răcire forţată în ulei.

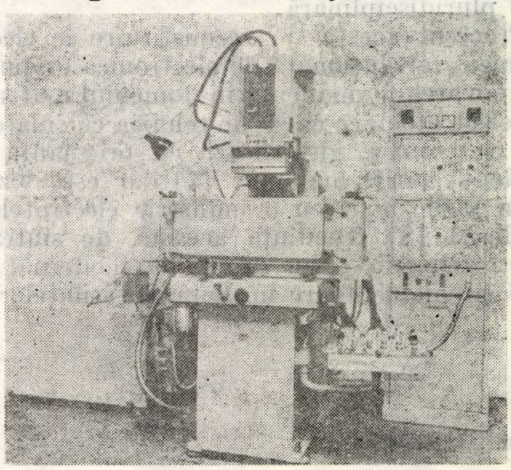


Fig. 7. Maşina de prelucrat metale prin electroeroziune, cu electrod masiv (ICPCM, IPA) şi generatorul de impulsuri 50 A (ICPE).

Enunţarea succintă a evoluţiei rapide din ultimul deceniu şi în perspectiva apropiată în ţara noastră şi care se înscriu pe linia progresului pe plan mondial a ceea ce s-a convenit a se numi în literatura de specialitate „electronica de putere" şi a unor implicaţii în ansamblul electrotehnicii curenţilor tari, ne permit a defini cel puţin două coordonate ale momentului actual din istoria ştiinţelor tehnice:

Primo, este faptul că cercetarea electrotehnică românească, depăşind unele dificultăţi de moment în asimilarea componentelor indigene, a reuşit să realizeze în prezent un spectaculos salt calitativ în domeniul aplicaţiilor industriale. Realizări de vîrf cum sînt: acţionări cu tiristoare pentru foraj de mare adîncime, convertizoare statice de mare putere pentru loco-

motive, acţionări în siderurgie, variatoare pentru comanda avansului şi a acţionării principale la maşini-unelte, comanda electronică a motoarelor sincrone lente cu turaţie reglabilă, echipamente cu tiristoare pentru compensarea factorului de putere, surse pentru o variată gamă de electrotehnologii, situează ţara noastră nu numai în fruntea ţărilor socialiste, ci în primul eşalon purtător de progrese pe plan mondial în acest domeniu, cu potenţări polivalente ale exportului industriei constructoare de maşini din ţara noastră.

Secundo, este momentul de sinteză în electrotehnică în acest ultim pătrar al veacului XX. După o experienţă de două decenii, în care electrotehnica clasică a generat filiaţia a două discipline înrudite — electronica şi automatica — asistăm în prezent la o întrepătrundere pe plan teoretic şi al ingineriei tehnologice, care reclamă subsumarea crescîndă a cunoştinţelor de bază ale celor trei discipline, atît în procesul de cercetare complexă, cît şi al realizării tehnologice şi în special al încercării şi livrării de echipamente complexe industriale, precum şi al exploatării lor de către specialişti cu pregătire pluridisciplinară.

Procesul acesta de reconstituire a electrotehnicii, revoluţionată de electronica de putere, de inovarea permanentă în domeniul materialelor electrotehnice ca şi de tehnica calculatoarelor electronice, guvernează cu pregnanţă mai evidentă ţările mai mici [7] dar este vizibilă şi în ţările mari cu o industrie electrotehnică modernă [8]. Tendinţa aceasta de sinteză a electrotehnicii într-o disciplină modernă, unitară şi conducătoare în domeniul ştiinţelor tehnice, se manifestă în ţara noastră, ca şi pe plan mondial şi în învăţămîntul tehnic universitar şi în cel postuniversitar şi se va implementa univoc şi la scară industrială în deceniul următor [9].

Bibliografie

[1] *Heumann, K.* Grundlagen der Leistungselektronik. Stuttgart, 1975, p. 15—18.

[2] *Zaroni, R., Dan, I., Lepedatu, E., Serbănescu, B., Ghiţă, V., Ghiţă, M.* Echipamente de acţionare electrică pentru instalaţii de foraj. În: EEA — Electrotehnica **23**, nr. 6, Bucureşti, 1975, p. 301—308.

[3] *Labuntov, V. A., Tugov, M. H.* Dinamiceskie rejimi expluataţii moşnih tiristorov. Moscova, 1977, p. 8—52.

[4] *Ciofu, V.* Motores electricos con rotor-disco y entrahiero axial de conception rumana. În: Revista Electrotehnica, Ano XIX, nr. 213, Barcelona, 1974, p. 60—65.

[5] *Ciofu, V., Dan, I., Serbu, V., Rădulescu, V.* Sistem de reglare a unei acţionări cu motor sincron lent de mare putere, alimentat prin convertizor static de frecvenţă. În: EEA — Electrotehnica **25**, nr. 8, Bucureşti, 1977, p. 301—305.

[6] *Ciofu, V., Zaroni, R., Lapedatu, E., Kanterian, N., Rozemberg, S., Sassu, F., Iacob, D.* Contribuţia ICPE la dezvoltarea unor echipamente moderne de excitaţie pentru generatoare sincrone. În: EEA — Electrotehnica **25**, nr. 6, Bucureşti, 1975, p. 283—293.

[7] *Weinrich, G.* ş.a. Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide, Vol. II, Bucureşti, 1970.

[8] *Burdubus, Fl., Burdubus, I., Popescu, A.* Unele aspecte teoretice şi experimentale ale funcţionării în comun a ansamblului motor diesel-generator sincron-redresor, cu aplicaţii la locomotiva diesel electrică CoCo 2 940 kW, 2 250 kW (4 000 CP). În: E.E.A. — Electrotehnica **27**, nr. 6, aug 1979, p. 261—267.

[9] * * * Bilan de l'action complémentaire coordonnée. Electrotechnique générale. In: Le progrès scientifique nr. 186, Paris 1977, p. 79—82.

[10] *Kelemen, A.* Acţionări electrice. Ediţia 2-a, Bucureşti, Ed. tehnică, 1979.

CZ 621.313.8 : 621.3.014.8

GENERATOR SINCRON
SCURTCIRCUIT TRIFAZAT
MODELARE MATEMATICĂ

Modelarea matematică a regimurilor de funcţionare la scurtcircuit trifazat brusc şi la mersul în asincron a turbogeneratoarelor de mare putere, asistată de calculatorul numeric

MIHAI DOGARU, MIHAI IORDACHE, NICOLAE VOICU * — Bucureşti

Introducere

Studiul regimurilor de funcţionare la scurtcircuit trifazat brusc şi la mersul în asincron a turbogeneratoarelor de mare putere prezintă o deosebită importanţă din punct de vedere teoretic şi practic în proiectarea, construcţia şi exploatarea lor.

După cum se ştie [1—4], una din avariile cele mai răspîndite şi mai severe ale sistemelor electroenergetice este scurtcircuitul trifazat brusc pe liniile de transmisie a energiei electromagnetice sau pe barele centralelor electrice. Regi-

* *Dogaru, M.* este inginer la ICEPT, dr. ing. *Iordache, M.* — şef lucrări şi *Voicu, N.* — asistent la Institutul politehnic — Bucureşti.

mul de scurtcircuit conduce la apariţia unor curenţi foarte intenşi, dar de scurtă durată.

Deşi regimul de scurtcircuit nu durează prea mult, şocul de curent în fazele statorice provoacă forţe electrodinamice, acestea solicitînd foarte puternic capetele de bobine statorice, care din acest motiv trebuie bine consolidate.

Valoarea maximă a curentului trebuie cunoscută, deoarece ea serveşte la alegerea aparaturii de comutaţie necesară sistemului electroenergetic pentru manevrare de protecţie, precum şi a transformatoarelor de curent din circuitele de măsură sau protecţie. Mărimea şi caracterul variaţiei în timp a curentului de scurtcircuit sînt deosebit de importante în alegerea şi funcţionarea releelor de protecţie.

Şocul de curent statoric este însoţit de un şoc de curent în circuitul de excitaţie care pune la încercare siguranţa funcţionării sistemului de excitaţie al generatorului.

În funcţionarea maşinilor sincrone de mare putere conectate la o reţea de mare putere sînt posibile regimuri de funcţionare asincrone, cînd rotorul este antrenat la o viteză diferită de cea sincronă corespunzătoare frecvenţei reţelei.

În acest caz [1, 2] unghiul θ dintre axa unui pol nord al rotorului şi axa unui pol nord al cîmpului magnetic rezultant asociat sistemului de tensiuni de fază al reţelei variază nelimitat în timp.

Generatorul sincron se află în regim asincron, în exploatarea curentă, în mai multe cazuri: la conectarea la reţea prin metoda autosincronizării; la resincronizarea maşinii (adică la repetarea sincronizării după un mers asincron temporar); la pierderea excitaţiei etc.

Studiul regimurilor tranzitorii şi asincrone ale maşinilor sincrone este foarte complicat atît timp cît viteza este variabilă, deoarece în acest caz procesul tranzitoriu mecanic se suprapune peste procesul tranzitoriu electromagnetic. Ecuaţiile funcţionale diferenţiale sînt neliniare, chiar dacă nu se ţine seama de natura neliniară a materialelor feromagnetice şi deci dificile de integrat.

Multe studii recente [3, 4, 5, 7] s-au ocupat cu dezvoltarea unei teorii generale care să ia în consideraţie toate proprietăţile unei maşini sincrone reale, proprietăţi ce ar putea fi incluse într-o tratare analitică. În acest context, au fost studiate [3, 4, 7] efectele armonicilor superioare din variaţia spaţială a undelor densităţilor liniare ale solenaţiilor de excitaţie şi de reacţie şi ale inductanţelor diferitelor înfăşurări ale maşinii.

O problemă căreia i s-a acordat o atenţie deosebită a fost includerea neliniarităţilor magnetice în teoria matriceală generalizată [3].

În lucrare se prezintă o metodă de modelare matematică a regimurilor de funcţionare la scurtcircuit trifazat brusc, cînd scurtcircuitul are loc chiar la bornele generatorului şi la mersul în asincron, cînd are loc pierderea excitaţiei, pentru turbogeneratoarele de mare putere.

În metoda expusă se fac următoarele ipoteze:

a — se ia în consideraţie neliniaritatea caracteristicii de magnetizare, neglijînd efectul de histerezis;

b — nu se iau în seamă decît armonicile fundamentale ale undelor densităţilor liniare ale solenaţiilor de excitaţie şi de reacţie (şi ale cîmpurilor magnetice);

c — se consideră şi ecuaţiile corespunzătoare curenţilor induşi în rotorul masiv;

d — se admite o simetrie perfectă constructivă, magnetică şi electrică;

e — se consideră că la funcţionarea în asincron, cu tensiunea de excitaţie nulă turbogeneratorul este conectat la un sistem trifazat de putere infinită.

Ca tehnică de integrare a ecuaţiilor diferenţiale neliniare ce descriu cele două regimuri de funcţionare s-a utilizat metoda predictor-modificator-corector (PMC) a lui Hamming [6].

Caracteristica de magnetizare se presupune dată prin puncte determinate experimental şi se aproximează prin segmente de dreaptă. Dacă se doreşte o aproximare mai exactă a caracteristicii de magnetizare se poate folosi o metodă de interpolare eficientă cum ar fi interpolarea cu funcţii spline [8] sau interpolarea cu funcţii-rampă rotunjite [9].

Toate înfăşurările turbogeneratorului sînt reduse la două axe: longitudinală d şi transversală q, figura 1, utilizînd, pentru studiul regimurilor de funcţionare ale turbogeneratorului de mare putere (menţionate mai sus) ecuaţiile Park-Blondel [1, 2], în mărimi relative.

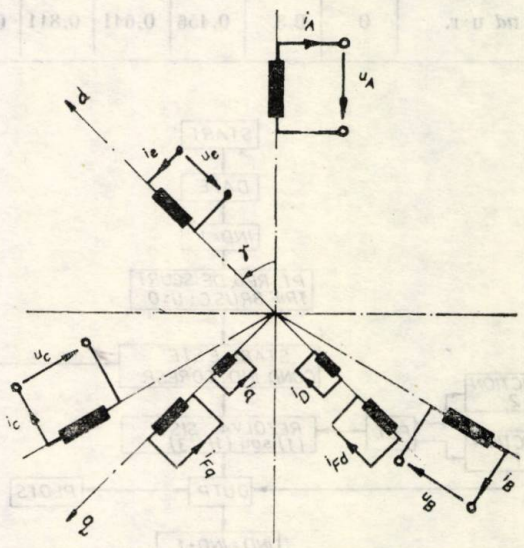


Fig. 1. Circuitele reale ale maşinii sincrone.

Tehnica de integrare PMC a lui Hamming permite integrarea cu succes și a ecuațiilor funcționale diferențiale ale turbogeneratorului, scrise în mărimi de fază, ceea ce ar permite să se ia în considerație și armonicile superioare ale undelor densităților liniare ale solenațiilor de excitație și de reacție. În ipotezele făcute mai sus însă, ecuațiile Park-Blondel sînt cele mai indicate pentru studiul regimurilor de scurtcircuit trifazat brusc și de mers în asincron, ce au loc în turbogeneratoarele sincrone de mare putere.

1. Ecuațiile funcționale diferențiale neliniare ale turbogeneratorului

Datorită faptului că înfășurarea de excitație se află situată în axa *d*, efectul saturației este determinat, în cea mai mare parte, de curenții circuitelor din această axă. Datorită acestei cauze se consideră că numai fluxul magnetic util din axa *d* variază neliniar cu curentul total din această axă, iar variația fluxului magnetic util din axa *q* se consideră liniară, în raport cu curentul.

Variația neliniară a fluxului magnetic util din axa *d*, φ_{ud} funcție de curentul total din această axă $i_{td} = i_d + i_D + i_e$ este dată, în unități relative, sub formă de puncte determinate experimental în tabelul 1, care, la altă scară, reprezintă chiar curba de magnetizare a mașinii. Mărimile relative i_d, i_D, i_e au semnificațiile prezentate în figura 1.

La început nu s-a luat în considerație faptul că rotorul turbogeneratorului este masiv.

Ținînd seama de forma obișnuită a ecuațiilor Park-Blondel [1, 2] și neluînd în considerație efectele rotorului masiv, după cîteva calcule simple, ele s-au adus la forma :

$$\frac{di_d}{d\tau} = ((u \sin\theta - ri_d + \nu(x_q i_q + x_{aq} i_Q))((x_{\sigma e} + x_{\sigma D}) x_d(i_{td}) + x_{\sigma e} x_{\sigma F}) - (u_e - r_e i_e) x_{\sigma D} x_d(i_{td}) + r_D x_{\sigma e} x_d(i_{td}) i_D)/\Delta ; \quad (1\,a)$$

$$\frac{di_q}{d\tau} = ((u \cos\theta - ri_q - \nu(x_\sigma i_d + \varphi_{ud}(i_{td})))x_Q + r_Q x_{aq} i_Q)/\delta, \quad (1\,b)$$

$$\frac{di_e}{d\tau} = ((-u \sin\theta + ri_d - \nu(x_q i_q + x_{aq} i_Q)) x_{\sigma D} x_d(i_{td}) + (u_e - r_e i_e) \cdot (x_\sigma + x_{\sigma D}) x_d(i_{td}) + x_\sigma x_{\sigma D}) + r_D x_\sigma x_d(i_{td}) i_D)/\Delta ; \quad (1\,c)$$

$$\frac{d\nu}{d\tau} = ((x_\sigma i_d + \varphi_{ud}(i_{td})) i_q - (x_q i_q + x_{aq} i_Q) i_d + m_a)/H_j ; \quad (1\,d)$$

$$\frac{d\theta}{d\tau} = \nu - 1 ; \quad (1\,e)$$

Tabelul 1

i_{td} u·r.	0	0,11	0,2	0,3	0,4	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,8	1	1,2	1,6	1,8
ud u·r.	0	0,3	0,456	0,641	0,811	0,971	1,046	1,116	1,181	1,281	1,331	1,451	1,511	1,575	1,607

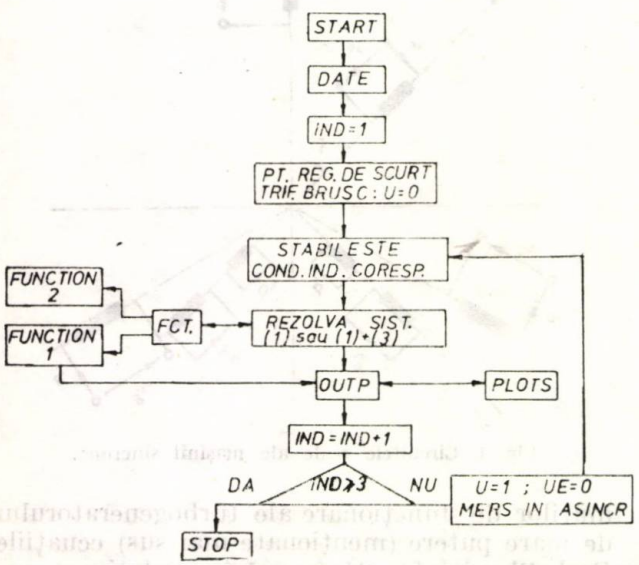


Fig. 2. Organigrama simplificată a programului de calcul.

$$\frac{di_D}{d\tau} = ((-u \sin\theta + ri_d - \nu(x_q i_q + x_{aq} i_Q))x_{\sigma e} x_d(i_{td}) - (u_e - r_e i_e) \cdot x_\sigma x_d(i_{td}) - r_D(x_{\sigma e} + x_\sigma) x_d(i_{td}) + x_\sigma x_{\sigma e}) i_D)/\Delta ; \quad (1\,f)$$

$$\frac{di_Q}{d\tau} = (-r_Q x_Q i_Q - (u \cos\theta - ri_q - \nu(x_\sigma i_d + \varphi_{ud}(i_{td}))) x_{aq})/\delta ; \quad (1\,g)$$

$$\frac{d\gamma}{d\tau} = \nu ; \quad (1\,h)$$

unde :

$$\Delta = (x_\sigma(x_{\sigma e} + x_{\sigma D}) + x_{\sigma e} x_{\sigma D}) x_d(i_{td}) + x_\sigma x_{\sigma e} x_{\sigma D} ; \quad (2\,a)$$

$$\delta = x_q x_Q - x_{aq}^2 ; \quad (2\,b)$$

i_k, $k = d, q, e, D, Q$, sînt curenţii, în unităţi relative, corespunzători circuitelor din figura 1;
r — rezistenţa unei faze statorice;
x_σ — reactanţa de dispersie corespunzătoare unei faze statorice;
$x_{\sigma m}$, $m = e, D$ — reactanţele de dispersie corespunzătoare înfăşurării de excitaţie, respectiv înfăşurării de amortizare din axa d;
x_p, $p = d, q$ — reactanţele sincrone longitudinală, respectiv transversală;
x_n, $n = D, Q$ — reactanţele proprii ale înfăşurărilor de amortizare din axa d, respectiv axa q;
$x_{\sigma Q}$ — reactanţa de dispersie a înfăşurării de amortizare din axa q;
x_{ad}, x_{aq} — reactanţele corespunzătoare fluxului magnetic longitudinal de reacţie, respectiv fluxului magnetic transversal de reacţie;
r_m, $m = e, D, Q$ — rezistenţele înfăşurărilor de excitaţie şi de amortizare din axa d, respectiv axa q;
m_a — cuplul dezvoltat de motorul primar;
θ — unghiul intern;
γ — unghiul electric ($\gamma = p\beta$, figura 1) pe care îl face la un moment dat axa d faţă de axa unei faze statorice, considerată ca fază de referinţă;
ν — viteza unghiulară electrică instantanee relativă;
u — tensiunea de fază statorică;
u_e — tensiunea de excitaţie;
H_j — constanta de inerţie;
$\tau = \omega_b t$, unde ω_b reprezintă pulsaţia de bază, iar t este timpul.

Reactanţa neliniară $x_d(i_{td})$ reprezintă, în unităţi relative, chiar panta segmentelor de dreaptă cu care a fost aproximată curba $\varphi_{ud}(i_{td})$, exprimată, de asemenea, în unităţi relative. În cazul cînd curba de magnetizare ar fi dată analitic, atunci, $x_d(i_{td})$ ar reprezenta derivata de ordinul întîi a funcţiei analitice respective.

Dacă se iau în consideraţie şi curenţii induşi, după cele două axe i_{Fd} şi i_{Fq}, în rotorul masiv al turbogeneratorului, la sistemul de ecuaţii (1) în care în loc de $x_d(i_{td})$ va apare $x'_d(i'_{td})$ cu $i'_{td} = i_{td} + i_{Fd}$, se vor adăuga ecuaţiile [5, 12]:

$$\frac{di_{Fd}}{d\tau} = -\left((x_\sigma + x'_d(i'_{td}))\frac{di_d}{d\tau} + (x_{\sigma FD} + x'_d(i'_{td}))\left(\frac{di_e}{d\tau} + \frac{di_D}{d\tau}\right) + x_{\sigma Fd}\frac{1}{2\sqrt{s}}\cdot \frac{ds}{d\tau} + \frac{r_{Fd}}{\sqrt{s}}\, i_{Fd}\right) / (x'_d(i'_{td}) + x_{\sigma Fd} + x_{\sigma Fd}\sqrt{s}); \quad (3\text{ a})$$

$$\frac{di_{Fq}}{d\tau} = -\left(x_q\frac{di_q}{d\tau} + (x_{aq} + x_{\sigma FQ})\frac{di_Q}{d\tau} + \left(\frac{x_{\sigma Fq}}{2}\frac{ds}{d\tau} + r_{Fq}\right)\frac{i_{Fq}}{\sqrt{s}}\right) / (x_{aq} + x_{\sigma FQ} + x_{\sigma Fq}\sqrt{s}); \quad (3\text{ b})$$

unde:
i_{Fd}, i_{Fq} sînt curenţii din înfăşurările echivalente ale rotorului masiv din axa d, respectiv axa q;
r_{Fd}, r_{Fq} reprezintă rezistenţele circuitelor echivalente ale rotorului masiv din axa d, respectiv axa q;
$x_{\sigma Fd}$, $x_{\sigma Fq}$ sînt reactanţele de scăpări după cele două axe corespunzătoare circuitelor echivalente ale rotorului masiv (fig. 1);
$x_{\sigma FD}$, $x_{\sigma EQ}$ reprezintă reactanţele de dispersie după cele două axe corespunzătoare cuplajului magnetic dintre circuitele rotorului masiv şi înfăşurările de amortizare;
$s = 1 - \nu$ este alunecarea.

Reactanţa neliniară $x'_d(i'_{td})$, exprimată în unităţi relative, reprezintă panta caracteristicii $\varphi'_{ud}(i'_{td})$, exprimată, de asemenea, în unităţi relative şi este numeric egală cu panta segmentelor de dreaptă cu care este aproximată curba $\varphi'_{ud}(i'_{td})$, tabelul 1.

Mărimile care intervin în sistemele de ecuaţii (1), (2) şi (3) au fost raportate la o serie de mărimi de bază prezentate în [1, 2, 5].

Pentru calculul cuplului electromagnetic dezvoltat de maşină s-a utilizat formula:

$$m = i_q(i_d\, x_\sigma + \varphi_{ud}(i_{td})) - i_d(x_q\, i_q + x_{aq}\, i_Q), \quad (4\text{ a})$$

pentru cazul cînd nu se ţine seama de efectele rotorului masiv şi

$$m = i_q(x_\sigma\, i_d + \varphi'_{ud}(i'_{td})) - i_d(x_q\, i_q + x_{aq}(i_Q + i_{Fq})), \quad (4\text{ b})$$

cînd se iau în consideraţie şi efectele rotorului masiv.

La mersul în asincron, puterea activă p şi puterea reactivă q s-au determinat cu expresiile:

$$p = -u\sin\theta\, i_d - u\cos\theta\, i_q, \quad (5\text{ a})$$

$$q = -u\sin\theta\, i_q + u\cos\theta\, i_d. \quad (5\text{ b})$$

2. Descrierea programului de calcul

Aproape toate studiile regimurilor tranzitorii din maşinile electrice efectuate pînă în prezent [3, 4, 5] au utilizat pentru integrarea ecuaţiilor diferenţiale liniare (neliniare), care descriu aceste regimuri, diverse variante ale metodei Runge-Kutta. Variantele cele mai des folosite ale metodei Runge-Kutta sînt cele de ordinul IV. Deoarece aceste tehnici de integrare calculează soluţia sistemului diferenţial de integrat printr-o singură iteraţie la fiecare etapă de calcul, ele se numesc metode cu un singur pas. Aceste metode au avantajul că pot porni singure, însă nu pot da nici o informaţie asupra erorii locale de trunchiere şi asupra convergenţei metodei. De asemenea, metoda Runge-Kutta de ordinul IV necesită calculul membrului drept al sistemului de ecuaţii diferenţiale (1) sau (1) şi (3),

de patru ori la fiecare etapă de calcul, ceea ce conduce la o sporire a timpului de calcul cînd acest membru este complicat.

Metodele cele mai adecvate pentru soluționarea ecuațiilor diferențiale (1) sau (1) și (3) s-au dovedit a fi metodele de integrare predictor--corector. Acestea sînt de tipul multipas care pot calcula, la fiecare pas de calcul, soluția cu o precizie impusă de utilizator, controlînd automat eroarea de trunchiere locală și efectuînd mai puține calcule ale membrului drept decît metodele Runge-Kutta.

Pentru integrarea sistemelor de ecuații (1) sau (1) și (3) s-a folosit metoda predictor-modificator-corector (PMC) a lui Hamming [6] care este o tehnică de integrare de ordinul IV, ce necesită evaluarea termenului drept de două ori la fiecare etapă de calcul.

Pentru pornirea metodei s-a folosit o metodă Runge-Kutta de ordinul IV stabilită de Ralston [10], care dă cea mai mică eroare de trunchiere dintre toate variantele metodei Runge-Kutta de ordinul IV.

În figura 2 este reprezentată organigrama simplificată de integrare a sistemului (1) sau (1) și (3).

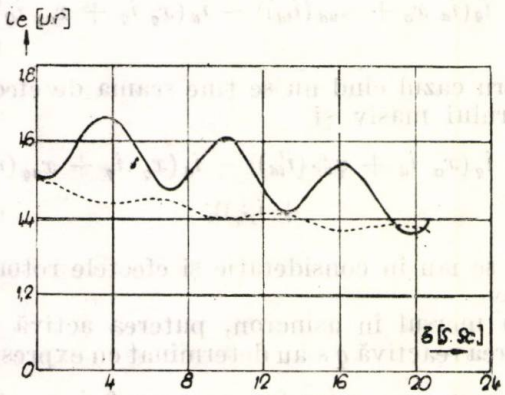


Fig. 3. Variația curentului de excitație $i_e = f(\tau)$. la mersul în asincron (fără considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.
— —considerînd caracteristica de magnetizare liniară.

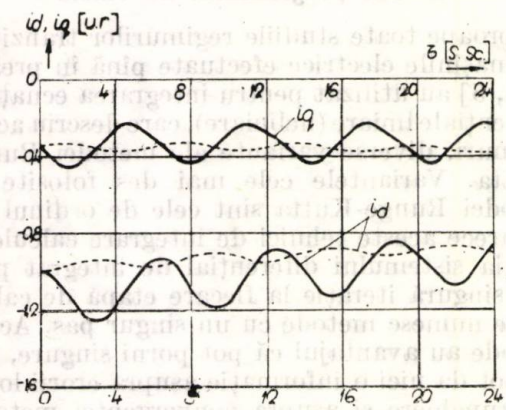


Fig. 4. Variațiile curentului *id*, *iq* la mersul în asincron (fără considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.
— —considerînd caracteristica de magnetizare liniară.

FUNCTION 1 dă, la fiecare pas al procesului de integrare, funcția $\varphi_{ud}(i_{td})$, sau $\varphi'_{ud}(i'_{td})$.

FUNCTION 2 calculează, la fiecare pas de calcul, reactanța $x_d(i_{td})$, sau $x'_d(i'_{td})$.

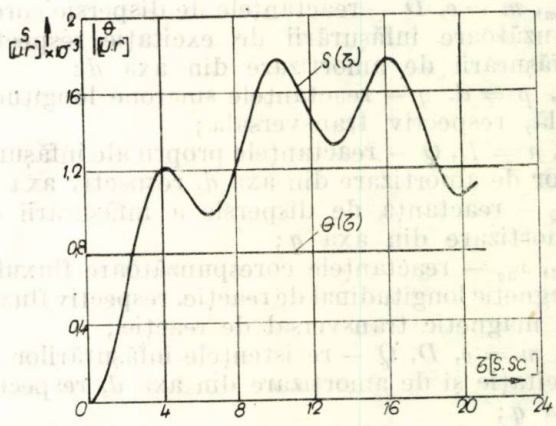


Fig. 5. Variația alunecării și a unghiului intern la mersul în asincron cu considerarea curbei de magnetizare.

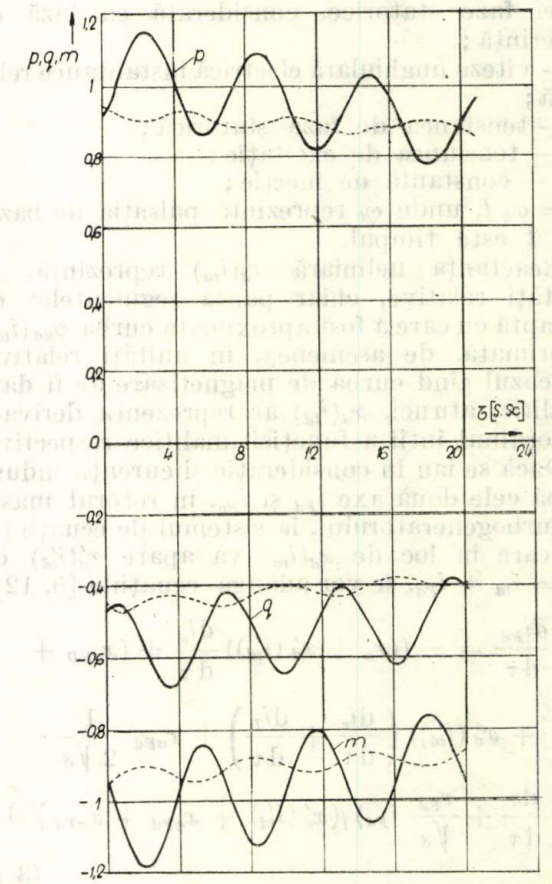


Fig. 6. Variațiile *p*, *q*, *m* la mersul în asincron (fără considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.
— —considerînd caracteristica de magnetizare liniară.

IND este o variabilă întreagă, funcție de valoarea căreia se stabilește natura regimului de funcționare studiat.

Subrutina de integrare necesită două subrutine: una de intrare **FCT**, care calculează derivatele mărimilor de stare i_d, i_q, i_e, i_D, i_Q, ν, θ, γ, i_{Fd}, i_{Fq} și o subrutină de ieșire **OUTP**,

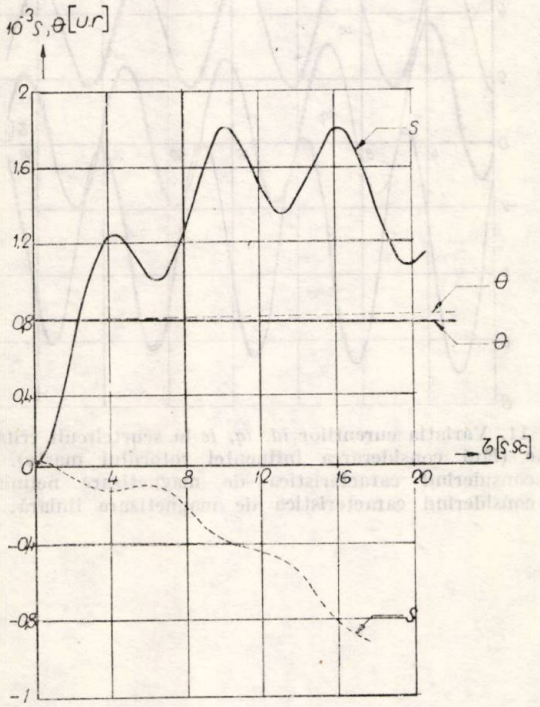


Fig. 7. Variațiile unghiului intern θ și alunecării s, la mersul în asincron (fără considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.
– – considerînd caracteristica de magnetizare liniară.

care dă, sub forma dorită de utilizator, rezultatele obținute. În cazul prezentului program, rezultatele sînt obținute direct sub formă grafică prin intermediul subrutinei **PLOTS**. Tot cu ajutorul subrutinei **OUTP** se calculează toate celelalte mărimi care sînt funcție de mărimile de stare și care nu rezultă direct în urma procesului de integrare, cum ar fi: cuplul electromagnetic m, alunecarea s, puterea activă p, puterea reactivă q etc.

S-au considerat următoarele condiții inițiale:

$i_d(0) = -1$, $i_q(0) = -0{,}347$, $i_e(0) = 1{,}507$, $i_D(0) = i_Q(0) = 0$, $i_{Fd}(0) = i_{Fq}(0) = 0$, $\theta(0) = 0{,}768$, $s(0) = 0$, $\nu(0) = 1$, adică turbogeneratorul funcționa la sarcina nominală înaintea scurtcircuitului trifazat brusc sau înaintea mersului în asincron ($u_e = 0$).

S-a neglijat cuplul corespunzător frecărilor mecanice m_m și de amortizare m_d, iar pentru celelalte mărimi (reactanțe, rezistente, tensiuni etc.) s-au considerat valorile numerice:

$r = 0{,}002778$, $r_e = 0{,}00136$, $r_D = 0{,}0907$, $r_Q = 0{,}0328$, $x_d = 2{,}0601$, $x_\sigma = 0{,}2175$, $x_{\sigma D} = 0{,}0227$, $x_{\sigma e} = 0{,}1149$, $x_q = 2{,}0055$, $x_{\sigma Q} = 0{,}1763$, $x_{ad} = 1{,}8426$, $x_{aq} = 1{,}788$, $x_D = 1{,}8653$, $x_Q = 1{,}9643$, $r_{Fd} = 0{,}0907$, $r_{Fq} = 0{,}0877$, $x_{\sigma FD} = 0{,}0588$, $x_{\sigma FQ} = 0{,}05$, $x_{\sigma Fd} = 0{,}0453$, $x_{\sigma Fq} = 0{,}0438$, $H_j = 556$, $u = 1$, $u_e = 0{,}00204$ și $m_a = 0{,}937$.

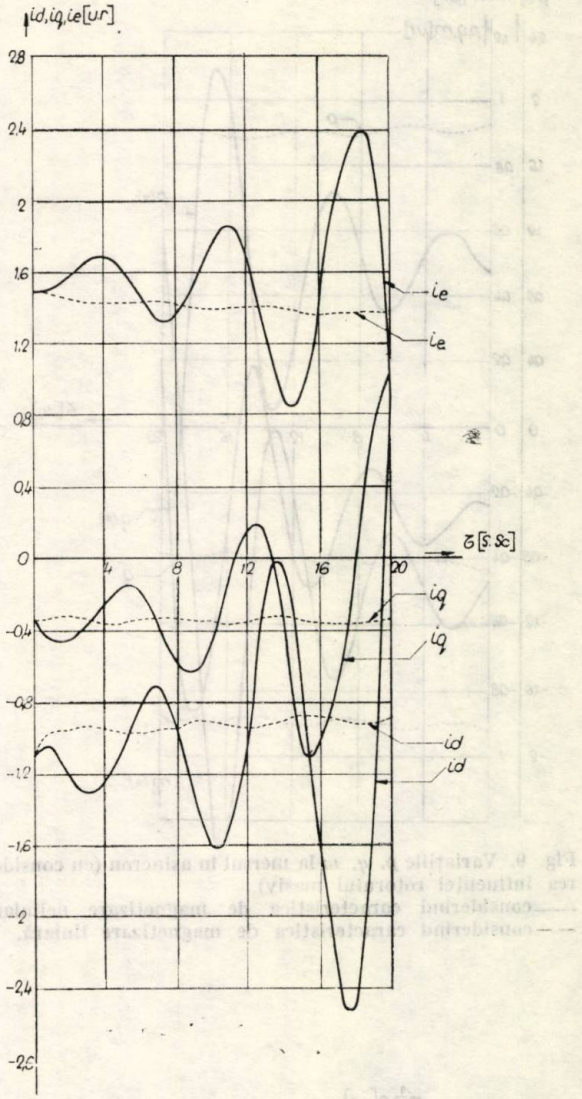


Fig. 8. Variațiile curenților id, iq, ie la mersul în asincron (cu considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.
– – considerînd caracteristica de magnetizare liniară.

Rezultatele obținute sînt prezentate în figurile 3—16.

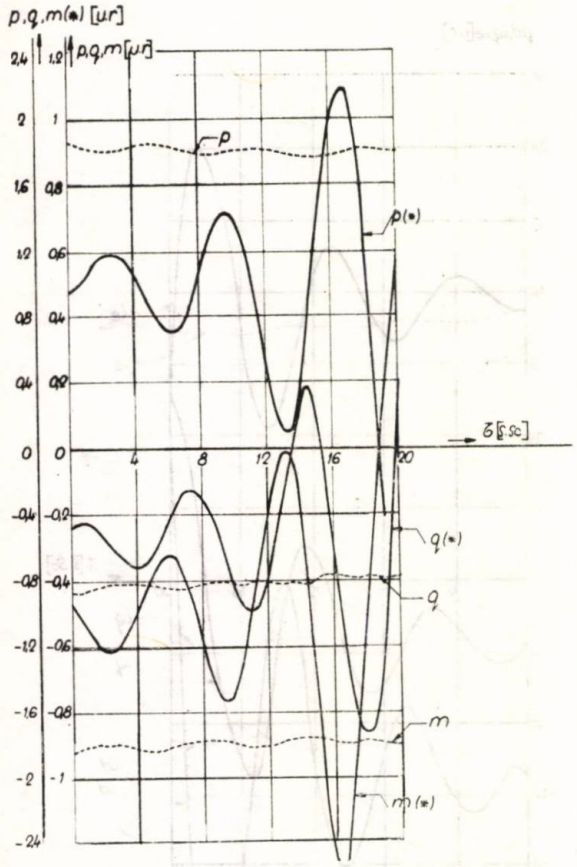


Fig. 9. Variațiile p, q, m la mersul în asincron (cu considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare neliniară*.
— —considerînd caracteristica de magnetizare liniară.

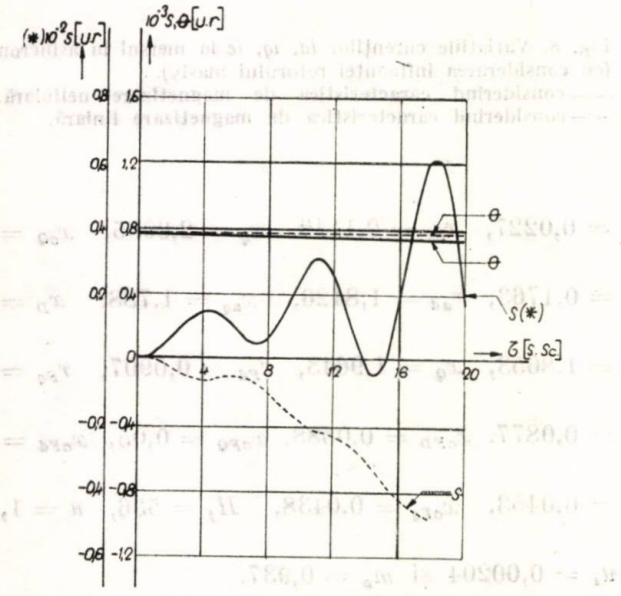


Fig. 10. Variațiile unghiului intern θ și alunecării s, la mersul în asincron (cu considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.
— —considerînd caracteristica de magnetizare liniară.

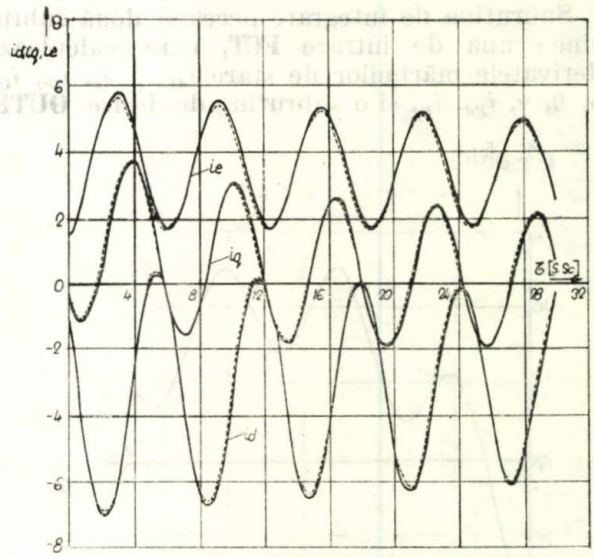


Fig. 11. Variația curenților id, iq, ie la scurtcircuit trifazat brusc (fără considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.
— —considerînd caracteristica de magnetizare liniară.

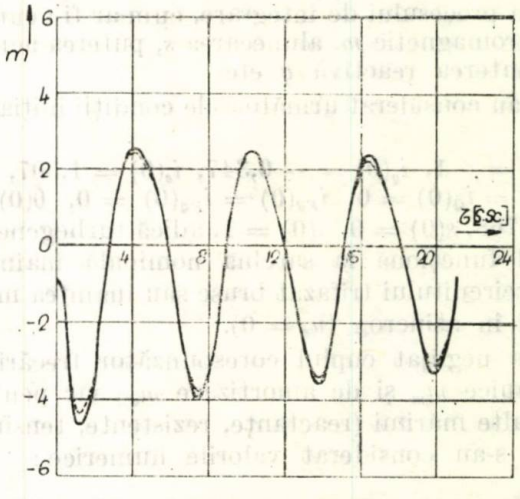


Fig. 12. Variația cuplului electromagnetic m, la scurtcircuit trifazat brusc (fără considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.
— —considerînd caracteristica de magnetizare liniară.

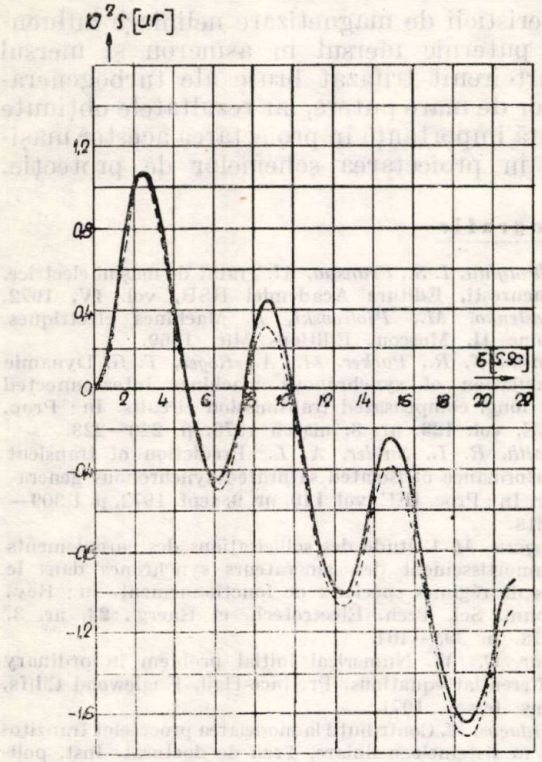


Fig. 13. Variația alunecării *s*, la scurtcircuit trifazat brusc (fără considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.
– – considerînd caracteristica de magnetizare liniară.

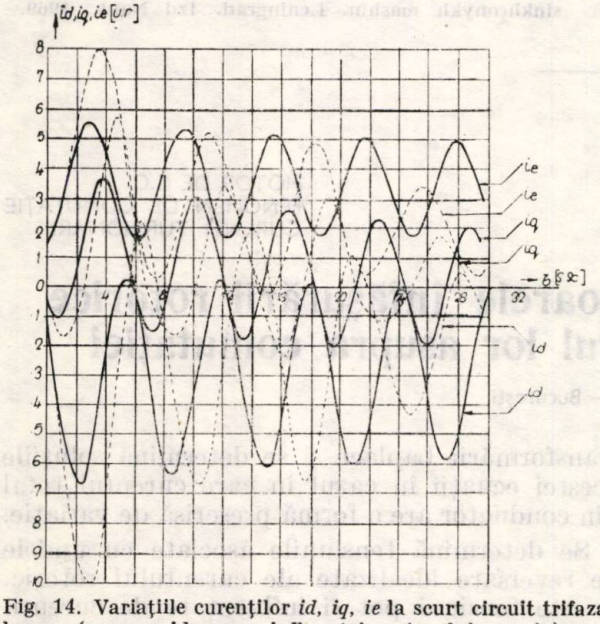


Fig. 14. Variațiile curenților *id*, *iq*, *ie* la scurt circuit trifazat brusc (cu considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare liniară.
– – considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.

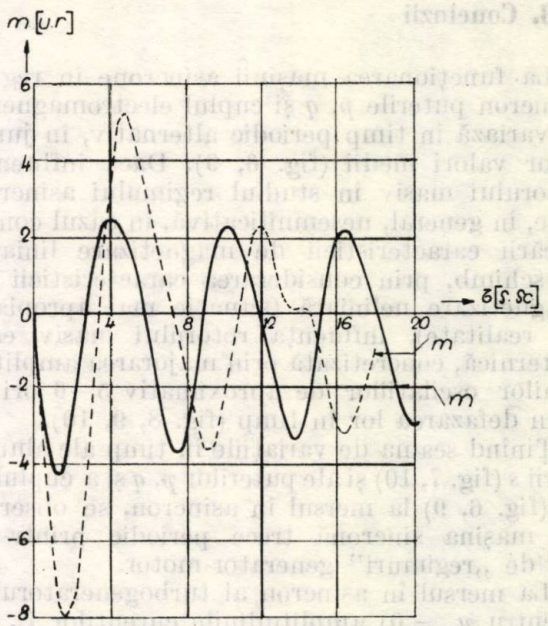


Fig. 15. Variația cuplului electromagnetic *m*, la scurtcircuit trifazat brusc (cu considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica magnetică liniară.
– – considerînd caracteristica magnetică neliniară.

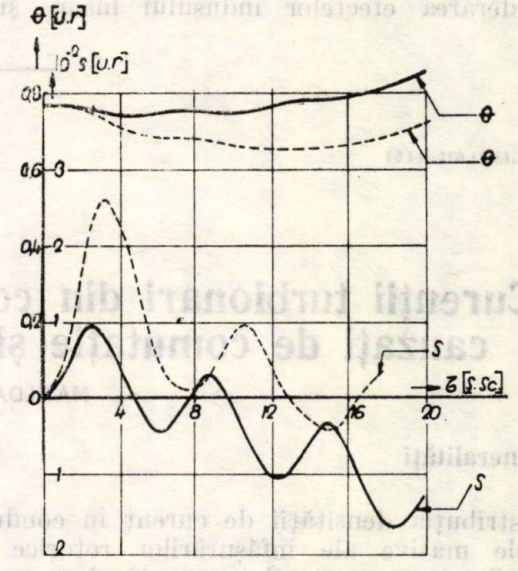


Fig. 16. Variațiile alunecării *s* și unghiului intern θ, la scurtcircuit trifazat brusc (cu considerarea influenței rotorului masiv).
——considerînd caracteristica de magnetizare liniară.
– – considerînd caracteristica de magnetizare neliniară.

3. Concluzii

La funcţionarea maşinii asincrone în regim asincron puterile p, q şi cuplul electromagnetic m variază în timp periodic alternativ, în jurul unor valori medii (fig. 6, 9). Dacă influenţa rotorului masiv în studiul regimului asincron este, în general, nesemnificativă, în cazul considerării caracteristicii de magnetizare liniare, în schimb, prin considerarea caracteristicii de magnetizare neliniară (situaţie mai apropiată de realitate), influenţa rotorului masiv este puternică, concretizată prin majorarea amplitudinilor oscilaţiilor de aproximativ 5—6 ori şi prin defazarea lor în timp (fig. 8, 9, 10).

Ţinînd seama de variaţiile în timp ale alunecării s (fig. 7, 10) şi ale puterilor p, q şi a cuplului m (fig. 6, 9) la mersul în asincron, se observă că maşina sincronă trece periodic printr-un şir de „regimuri" generator-motor.

La mersul în asincron al turbogeneratorului (pentru $u_e = 0$) amplitudinile curenţilor i_d, i_q, i_e sînt puternic influenţate (în sensul majorării lor) în cazul considerării rotorului masiv şi neliniarităţii caracteristicii de magnetizare (fig. 8).

În regim de scurtcircuit trifazat brusc considerarea efectelor rotorului masiv deşi are o pondere mai mică decît în regimul asincron, totuşi influenţa lor este destul de pronunţată în cazul considerării neliniarităţii caracteristicii de magnetizare. În acest caz amplitudinile oscilaţiilor curenţilor i_d, i_q, i_e cresc cu 50—100% şi sînt defazate cu aproximativ un sfert de perioadă faţă de situaţia cînd nu se iau în consideraţie efectele rotorului masiv şi neliniaritatea caracteristicii de magnetizare (fig. 4, 14).

Avînd în vedere cele de mai sus rezultă că considerarea efectelor indusului masiv şi a caracteristicii de magnetizare neliniare influenţează puternic mersul în asincron şi mersul la scurtcircuit trifazat brusc ale turbogeneratoarelor de mare putere, iar rezultatele obţinute prezintă importanţă în proiectarea acestor maşini şi în proiectarea schemelor de protecţie.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice. Bucureşti, Editura Academiei RSR, vol. IV, 1972.

[2] *Kostenko, M., Piotrovski, L.* Machines électriques. Tome II, Moscou, Editions Mir, 1969.

[3] *Smith, T. R., Parker, M., A., Roger, T. G.* Dynamic simulation of synchronous machines interconnected by long, compensated transmission circuits. In : Proc. IEE, vol. **123**, nr. 8, march 1976, p. 223—228.

[4] *Smith, R. I., Snider, A. L.* Prediction of transient performance of isolated saturated synchronous generator. In : Proc. IEE, vol **119**, nr. 9, sept. 1972, p. 1 309—1 318.

[5] *Dogaru, M.* L'étude des sollicitations des enroulements d'amortissement des générateurs synchrones dans le cas de régimes spéciaux de fonctionnement. In : Rev. Roum. Sci. Tech. Électrotech. et Énerg., **23**, nr. 3, 1978, p. 393—404.

[6] *Gear, C. W.* Numerical initial problem in ordinary differential equations. Pretince-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1971.

[7] *Iordache, M.* Contribuţii la modelarea proceselor tranzitorii în sistemele neliniare. Teză de doctorat, Inst. politehnic — Bucureşti, 1977.

[8] *Ahlberg, H. I., Nilson, N. E., Walsh, L. T.* The theory of splines and their applications. Academic Press, New York, 1967.

[9] *Logerlöf, O., Rolf, E.* Interpolation with rounded ramp functions. In : Comm. of the ACM, vol. **17**, no. 8, aug. 1974, p. 476—479.

[10] *Ralston, A.* Mathematical method for digital computers, John Wiley, New York, Vol. **1**, 1960, vol. **2**, 1965.

[11] *Iordache, M.* State equations of nonlinear networks with controlled sources and excess elements. In : Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotech. et Énerg., **23**, nr. 3, 1978, p. 341—352.

[12] *Kazovski, E.* Anormalnye rezhimy raboty krupnykh sinkhronykh mashin. Leningrad, Izd Nauk, 1969.

CZ 621.313.2 : 621.314.63

MOTOR DE C.C.
FENOMEN DE COMUTAŢIE
CURENŢI TURBIONARI

Curenţii turbionari din conductoarele înfăşurării rotorice cauzaţi de comutaţie şi efectul lor asupra comutaţiei

MATILDA TIGLER * — Bucureşti

Generalităţi

Distribuţia densităţii de curent în conductoarele masive ale înfăşurărilor rotorice la maşinile de c.c. este determinată de ecuaţia difuziei unidimensională. Se foloseşte tehnica transformării Laplace şi se determină soluţiile acestei ecuaţii în cazul în care curentul total din conductor are o formă prescrisă de variaţie.

Se determină tensiunile asociate cu undele de reversare idealizate ale curentului rotoric. Aceste tensiuni pot fi influenţate de curenţii turbionari din conductoarele masive ale înfăşurării rotorice, în sensul că aceştia modifică

* Dr. ing. *Ţigler, M.* este asistent la Catedra de maşini electrice a Institutului politehnic — Bucureşti.

impedanţele efective ale conductoarelor înfăşurării rotorice în timpul reversării curentului rotoric. De asemenea, se determină coeficientul de pierderi prin curenţi turbionari.

1. Rezolvarea problemei de cîmp

Se consideră o bară dreptunghiulară, de conductibilitate σ şi permeabilitate μ, de lăţime b şi înălţime h, situată într-o crestătură dreptunghiulară deschisă (fig. 1). Se presupune bara izolată faţă de pereţii crestăturii cu un strat izolant de grosime neglijabilă, iar miezul feromagnetic se presupune format din tole nesaturate de permeabilitate practic infinită.

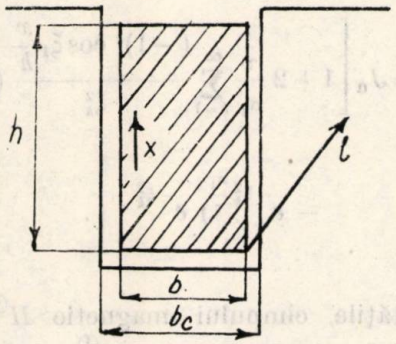


Fig. 1. Crestătură rotorică în miez feromagnetic ideal.

Lungimea barei conductoare, l, se presupune cu mult mai mare decît dimensiunile ei transversale, astfel ca efectele de capete să se poată neglija, iar cîmpurile să se poată considera plan-paralele.

Alegînd axele de coordonate ca în figura 1 şi considerînd cîmpul plan-paralel, rezolvarea problemei de cîmp în interiorul barei conductoare presupune integrarea ecuaţiei diferenţiale (1) pentru intensitatea cîmpului magnetic;

$$\frac{\partial^2 H(x,t)}{\partial x^2} - \mu\sigma \frac{\partial H(x,t)}{\partial t} = 0, \tag{1}$$

cu condiţia iniţială;

$$H(x, 0) = 0, \tag{2}$$

deoarece se consideră că bara conductoare se alimentează brusc şi cu condiţiile pe frontiere;

$$\begin{cases} H(0, t) = 0, \\ H(h, t) = \dfrac{i(t)}{b}, \end{cases} \tag{3}$$

unde $i(t)$ este curentul injectat.

Dacă curentul $i(t)$ are forma de undă tipică idealizată a comutaţiei, cu reversare liniară, figura 2, poate fi exprimat sub forma:

$$i(t) = \begin{cases} I_A \dfrac{t}{a_t} = \operatorname{tg}\beta_i t, & \text{pentru intervalul ①;} \\ & 0 \leqslant t \leqslant a_t; \\ I_A, & \text{pentru intervalul ②;} \\ & t > a_t. \end{cases} \tag{4}$$

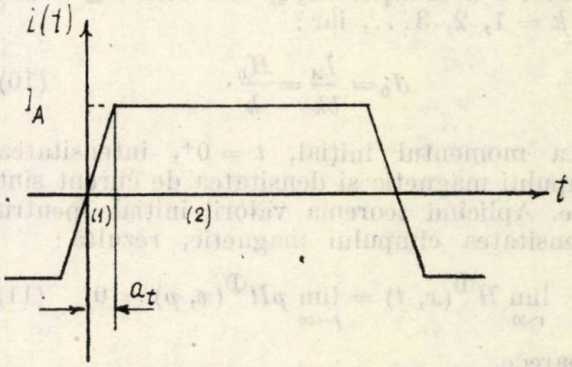


Fig. 2. Undă idealizată a curentului rotoric, cu reversări liniare.

Se utilizează transformata Laplace pentru rezolvarea ecuaţiei (1) şi se obţine:

$$H^{①}(x,p) = \frac{\operatorname{tg}\beta_i}{b} \cdot \frac{\operatorname{sh}\sqrt{p\tau}\,\frac{x}{h}}{p^2 \operatorname{sh}\sqrt{p\tau}}, \tag{5}$$

unde p este operatorul Laplace, indicele ① se referă la intervalul ① specificat în relaţia (4) şi în plus s-a introdus notaţia;

$$\tau = \mu\sigma h^2, \tag{6}$$

avînd semnificaţia unei constante de timp.

Densitatea de curent pe intervalul ①, $J^{①}(x,p)$ se determină cu ajutorul legii circuitului magnetic. Se obţine:

$$J^{①}(x,p) = \frac{dH^{①}(x,p)}{dx} = \frac{\operatorname{tg}\beta_i}{bh} \cdot \frac{\sqrt{p\tau}\operatorname{ch}\sqrt{p\tau}\,\frac{x}{h}}{p^2 \operatorname{sh}\sqrt{p\tau}}. \tag{7}$$

Relaţiile (5) şi (7) sînt funcţii meromorfe (rapoarte de funcţii întregi), care conţin la numitor factorul pătratic p^2, iar inversarea lor (determinarea funcţiilor original) este posibilă.

Astfel:

$$H^{①}(x,t) = H_0\left[\frac{t}{a_t}\cdot\frac{x}{h} + \frac{\tau}{6a_t}\left(\frac{x^3}{h^3} - \frac{x}{h}\right) - 2\frac{\tau}{a_t}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k \sin\xi_k \frac{x}{h}}{\xi_k^3} e^{-\xi_k^2 \frac{t}{\tau}}\right], \tag{8}$$

$$J^{①}(x,t) = J_0\left[\frac{t}{a_t} + \frac{\tau}{6a_t}\left(3\frac{x^2}{h^2} - 1\right) - 2\frac{\tau}{a_t}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k\cos\xi_k\frac{x}{h}}{\xi_k^2}e^{-\xi_k^2\frac{t}{\tau}}\right], \quad (9)$$

unde, s-a notat $\sqrt{p\tau} = j\xi_k$ și rădăcina de ordinul k a ecuației $\mathrm{sh}\,j\xi_k = 0$ este : $\xi_k = k\pi$, cu $k = 1, 2, 3\ldots$, iar :

$$J_0 = \frac{I_A}{bh} = \frac{H_0}{h}. \quad (10)$$

La momentul inițial, $t = 0^+$, intensitatea cîmpului magnetic și densitatea de curent sînt nule. Aplicînd teorema valorii inițiale pentru intensitatea cîmpului magnetic, rezultă :

$$\lim_{t\searrow 0} H^{①}(x,t) = \lim_{p\to\infty} pH^{①}(x,p) = 0, \quad (11)$$

deoarece,

$$\lim_{p\to\infty} pH^{①}(x,p) = \frac{\mathrm{tg}\,\beta_i}{b}\lim_{p\to\infty} e^{\sqrt{p\tau}\left(\frac{x}{h}-1\right)}\cdot\frac{1-e^{-2\sqrt{p\tau}\frac{x}{h}}}{p\left(1-e^{-2\sqrt{p\tau}}\right)} = 0.$$

ar pentru densitatea de curent :

$$\lim_{t\searrow 0} J^{①}(x,t) = \lim_{p\to\infty} pJ^{①}(x,p) = 0, \quad (12)$$

unde, în calculul lui $\lim_{t\searrow 0} J^{①}(x,t)$ s-a luat în considerație suma [1] :

$$\sum_k (-1)^{k-1}\frac{\cos kx}{k^2} = \frac{\pi^2}{12} - \frac{x^2}{4}. \quad (13)$$

Pentru intervalul al doilea, intensitatea cîmpului magnetic $H^{②}(x,t)$ verifică, de asemenea, ecuația (1). Folosind transformata Laplace și ținînd seama de faptul că în acest interval condițiile inițiale sînt diferite de zero, termenul $\frac{\partial H^{②}(x,t)}{\partial t}$ din (1) devine :

$$pH^{②}(x,p) - H^{②}(x,0)$$

unde, cu ajutorul relației (8) :

$$H^{②}(x,0) = H^{①}(x,a_t) = \frac{\mathrm{tg}\,\beta_i}{b}\left[a_t\frac{x}{h} + \frac{\tau}{6}\left(\frac{x^3}{h^3} - \frac{x}{h}\right) - 2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k\sin\xi_k\frac{x}{h}}{\xi_k^3}e^{-\xi_k^2\frac{a_t}{\tau}}\right].$$

Revenind la variabila timp, se obține pentru variația în timp a intensității cîmpului magnetic în intervalul ② soluția :

$$H^{②}(x,t) = H_0\left[\frac{x}{h} + 2\frac{\tau}{a_t}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k\sin\xi_k\frac{x}{h}}{\xi_k^3}\left(1 - e^{-\xi_k^2\frac{a_t}{\tau}}\right)e^{-\xi_k^2\frac{t}{\tau}}\right], \quad (15)$$

iar pentru densitatea de curent :

$$J^{②}(x,t) = J_0\left[1 + 2\frac{\tau}{a_t}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k\cos\xi_k\frac{x}{h}}{\xi_k^2}\left(1 - e^{-\xi_k^2\frac{a_t}{\tau}}\right)e^{-\xi_k^2\frac{t}{\tau}}\right]. \quad (16)$$

Intensitățile cîmpului magnetic $H^{①}(x,t)$, $H^{②}(x,t)$ și densitățile de curent $J^{①}(x,t)$, $J^{②}(x,t)$ sînt reprezentate prin sume infinite ale produselor dintre funcțiile proprii spațiale $\left\{\sin\xi_k\frac{x}{h}\right\}$, sau $\left\{\cos\xi_k\frac{x}{h}\right\}$ și cele temporale $\{e^{-\xi_k^2\frac{t}{\tau}}\}$, caracteristice unei ecuații cu derivate parțiale de tip difuzie. Seriile de exponențiale temporale cu dependență pătratică de indicele de sumare sînt rapid convergente. Se constată că :

$$H^{①}(x,a_t) = H^{②}(x,0), \quad (17)$$

dacă se are în vedere că [1] :

$$\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k\sin kx}{k^3} = \frac{x^3}{12} - \frac{\pi^2 x}{12} \quad (18)$$

și :

$$J^{①}(x,a_t) = J^{②}(x,0), \quad (19)$$

dacă se ține seama de relația (13).

În cazul în care în crestătură se află suprapuse s straturi, numărate de la baza crestăturii (fig. 3), densitatea de curent, transformata Laplace, pentru conductoarele dintr-un strat oarecare r, este dată de ecuația :

$$\frac{\mathrm{d}^2 J_r(x,p)}{\mathrm{d}x^2} = \mu p\sigma J_r(x,p), \quad r = 1, 2\ldots s, \quad (20)$$

cu condiţiile pe frontiere :

$$\begin{cases} \left.\dfrac{\mathrm{d}J_r(x,\,p)}{\mathrm{d}x}\right|_{x=0} = \mu p \sigma \dfrac{\sum\limits_{n=1}^{r-1} I_n(p)}{b}, \\ b\int\limits_0^h J_r(x,\,p)\,\mathrm{d}x = I_r(p) \quad r = 1, 2 \ldots s, \end{cases} \tag{21}$$

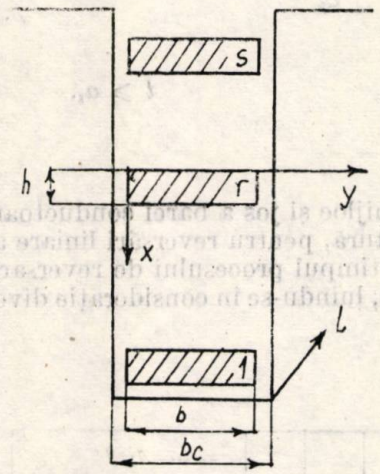


Fig. 3. Crestătură rotorică cu mai multe laturi de conductoare.

iar curentul :

$$I_r(p) = \begin{cases} \dfrac{\operatorname{tg}\beta_t}{p^2}, \text{ pe intervalul } ①\,;\ 0 \leqslant t \leqslant a_t, \\ \dfrac{I_A}{p}\ , \text{ pe intervalul } ②\,;\ t \geqslant a_t. \end{cases} \tag{22}$$

Rezolvînd ecuaţia (20), ţinînd seama de (21) şi (22), şi revenind la variabila timp, se obţin :

$$J_r^{①}(x,t) = J_0\left\{\frac{t}{a_t} + \frac{\tau}{6a_t}\left[3\frac{x^2}{h^2} + 6(r-1) + \right.\right.$$

$$\left.\left. + (3r-2)\right] - 2\frac{\tau}{a_t}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{r(-1)^k - (r-1)}{\xi_k^2}\cdot\right.$$

$$\left.\cdot\cos\xi_k\frac{x}{h}\,e^{-\xi_k^2\frac{t}{\tau}}\right\}, \tag{23}$$

$$J_r^{②}(x,t) = 2J_0(r-1)\sum_{k=1}^{\infty}[(-1)^k - 1]\cdot$$

$$\cdot\cos\xi_k\frac{x}{h}\,e^{-\xi_k^2\frac{t}{\tau}} + J_0\left[1 + 2\frac{\tau}{a_t}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{r(-1)^k-(r-1)}{\xi_k^2}\cdot\right.$$

$$\left.\cdot\cos\xi_k\frac{x}{h}\,(1 - e^{-\xi_k^2\frac{a_t}{\tau}})\,e^{-\xi_k^2\frac{t}{\tau}}\right]. \tag{24}$$

La momentul iniţial $t = 0^+$, densităţile de curent ale straturilor r, $1 \leqslant r \leqslant s$ sînt nule, avîndu-se în vedere relaţia (13); din [1]:

$$\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\cos kx}{k^2} = \frac{\pi^2}{6} - \frac{\pi x}{2} + \frac{x^2}{2}\cdot \tag{25}$$

Cu excepţia conductoarelor înfăşurării rotorice dispuse în stratul 1 (numărat de la baza crestăturii), se constată că :

$$J_r^{①}(x, a_t) \neq J_r^{②}(x, 0). \tag{26}$$

Densităţile de curent pentru aceste straturi prezintă discontinuităţi de speţa a doua pentru $t = a_t$ (limita la stînga, pentru $t \nearrow a_t$ este finită şi limita la dreapta, $t \searrow a_t$ este infinită) la marginea de jos ($x = 0$) şi la marginea de sus ($x = h$) a conductoarelor înfăşurării dispuse în crestăturile rotorice. De-a lungul înălţimii conductoarelor ($0 < x < h$), aceste discontinuităţi devin de speţa întîi.

2. Pierderi prin curenţi turbionari

Disiparea puterii poate fi evaluată ca [2]:

$$p_j(t) = \frac{bl}{\sigma}\int_0^h J^2(x,t)\,\mathrm{d}x. \tag{27}$$

Folosind pentru densităţile de curent ale celor două intervale expresiile (9) şi respectiv (16), se obţine :

$$p_j(t) = \begin{cases} r_0 I_A^2\left[\dfrac{t^2}{a_t^2} + \dfrac{1}{45}\cdot\dfrac{\tau^2}{a_t^2} + 2\dfrac{\tau^2}{a_t^2}\sum\limits_{k=1}^{\infty}\dfrac{e^{-2\xi_k^2\frac{t}{\tau}}}{\xi_k^4} - 4\dfrac{\tau^2}{a_t^2}\sum\limits_{k=1}^{\infty}\dfrac{e^{-\xi_k^2\frac{t}{\tau}}}{\xi_k^4}\right], & 0 \leqslant t \leqslant a_t, \\ r_0 I_A^2\left[1 + 2\dfrac{\tau^2}{a_t^2}\sum\limits_{k=1}^{\infty}\dfrac{(1 - e^{-\xi_k^2\frac{a_t}{\tau}})^2}{\xi_k^4}\,e^{-\xi_k^2\frac{t}{\tau}}\right., & t \geqslant a_t. \end{cases} \tag{28}$$

unde s-a folosit notația $r_0 = 1/\sigma bh$ și care reprezintă rezistența în c.c. a barei conductoare.

Coeficientul de pierderi prin curenți turbionari, k_t, definit prin raportul pierderilor $p_j(t)$ date de (28) la cele corespunzătoare în c.c., $r_0 I_A^2$, este dat de:

$$k_t = \begin{cases} \dfrac{t^2}{a_i^2} + \dfrac{1}{45}\cdot\dfrac{\tau^2}{a_i^2} + 2\dfrac{\tau^2}{a_i^2}\sum\limits_{k=1}^{\infty}\dfrac{e^{-2\xi_k^2\frac{t}{\tau}}}{\xi_k^4} - 4\dfrac{\tau^2}{a_i^2}\sum\limits_{k=1}^{\infty}\dfrac{e^{\xi_k^2\frac{t}{\tau}}}{\xi_k^4}, & 0 \leqslant t \leqslant a_t. \\ 1 + 2\dfrac{\tau^2}{a_i^2}\sum\limits_{k=1}^{\infty}\dfrac{(1-e^{-\xi_k^2\frac{a_t}{\tau}})^2}{\xi_k^4}e^{-\xi_k^2\frac{t}{\tau}}, & t \geqslant a_t. \end{cases} \quad (29)$$

3. Calculul tensiunilor

Gradienții de tensiune longitudinali, produși în conductoarele înfășurării rotorice ale mașinii de c.c. de reversările curentului rotoric, pot fi găsiți ca o sumă a componentelor rezistivă (datorită densității de curent la marginea de sus a conductorului) și reactivă (datorită vitezei de schimbare a fluxului total ce traversează crestătura, deasupra conductorului).

Distribuția de curent în fiecare din conductoarele înfășurării dispuse în crestăturile rotorului satisface condiția ca suma gradienților de tensiune rezistivi și inductivi de-a lungul crestăturii sînt independenți de adîncime, distribuțiile de curent satisfăcînd relația:

$$J(x, p)|_{x=0} - J(x, p)|_{x=h} = \sigma p\, \Phi(p), \quad (30)$$

unde $\Phi(p)$ reprezintă transformata Laplace a fluxului transversal total pe unitatea de lungime a crestăturii, între marginile de jos și de sus ale conductorului considerat.

Condiția de balanță a tensiunii, menționată în legătură cu ecuația (30), aplicată conductorului din stratul al doilea, numărat de la baza crestăturii, dă:

$$\frac{d\Phi_2(x,t)}{dt} = \frac{1}{\sigma}[J_2(x,t)|_{x=0} - J_2(x,t)|_{x=h}], \quad (31)$$

și această expresie [3] poate folosi la determinarea gradientului de tensiune a conductorului din stratul întîi.

4. Rezultate numerice

Constantele utilizate în calcule sînt următoarele:

$a_t = 0;\ 0{,}005;\ 0{,}01$ s;

$b = 6{,}25 \cdot 10^{-3}$ m; $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m;

$$\sigma = 10^8/2{,}15\ \frac{1}{\Omega m};$$

$$h = \begin{cases} 4 \cdot 7{,}1 \cdot 10^{-3}\ \text{m, pentru bara conductoare,} \\ 7{,}1 \cdot 10^{-3}\ \text{m, în cazul dispunerii a mai multor straturi de conductoare.} \end{cases}$$

Figura 4, calculată cu relațiile (9) și (16), arată variația densității de curent la partea de sus, mijloc și jos a barei conductoare situată în crestătură, pentru reversări liniare ale curentului, în timpul procesului de reversare și după reversare, luîndu-se în considerație diverse inter-

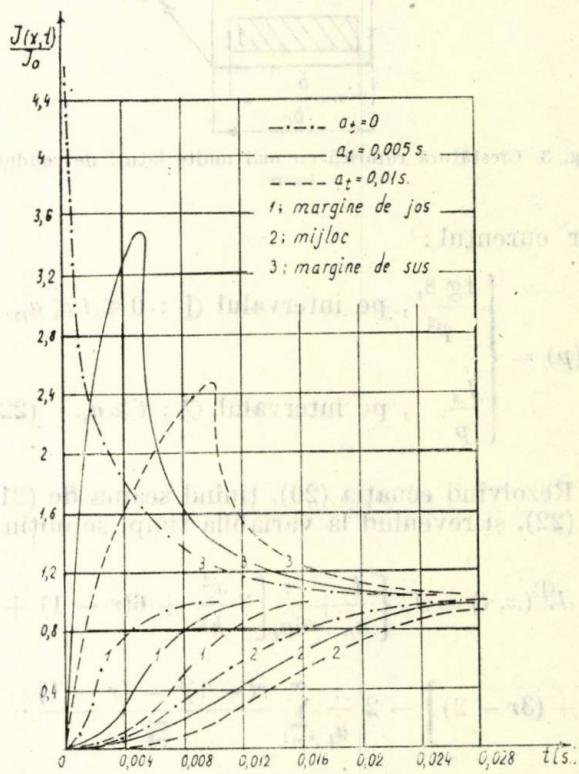


Fig. 4. Distribuția densității de curent pentru reversarea liniară a curentului rotoric; $h = 4 \cdot 7{,}1$ mm.

vale de reversare. Densitățile de curent sînt reprezentate relativ la cele corespunzătoare în c.c., care este egal cu curentul maxim de reversare. La marginea de sus a barei conductoare dispusă în crestătură, densitatea de curent atinge o valoare de 3—4 ori mai mare decît cea de referință egală cu unitatea.

Figurile 5—7, calculate cu ajutorul relațiilor (23) și (24), indică variația densității de curent

în cazul dispunerii în crestătură a patru straturi de conductoare. Se constată că, pentru conductoarele din straturile 2, 3 și 4 (numărate de la bază spre deschiderea crestăturii), densitatea

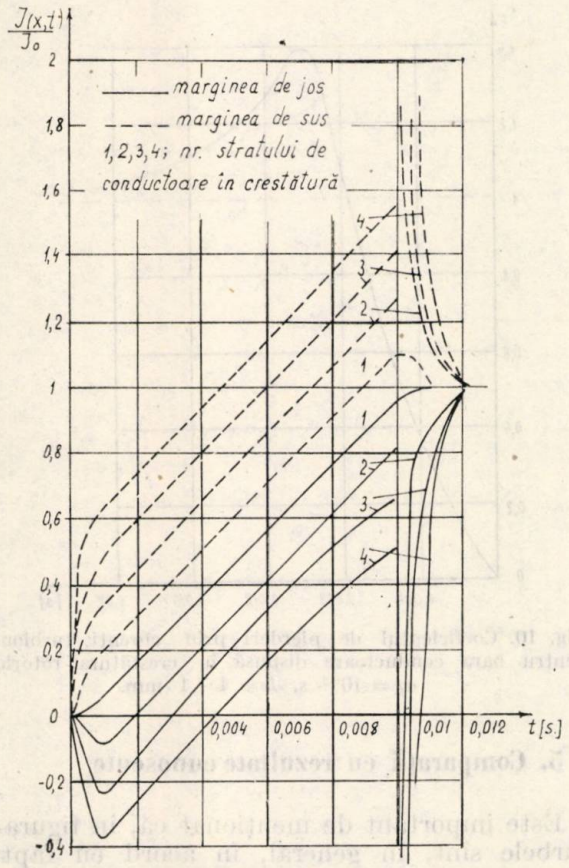


Fig. 5. Distribuția densității de curent pentru reversarea liniară a curentului; $a_t = 10^{-2}$ s, $h = 7{,}1$ mm.

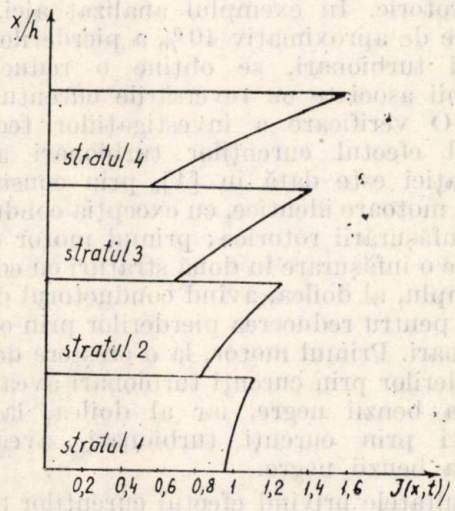


Fig. 6. Distribuția densității de curent pentru reversarea liniară a curentului; $t \nearrow a_t$, $a_t = 10^{-2}$ s, $h = 7{,}1$ mm.

de curent admite o valoare finită la sfîrșitul intervalului ①, pentru $t \nearrow a_t$ și o valoare infinită la începutul intervalului al doilea, pentru $t \searrow a_t$, prezentînd o discontinuitate de speța a doua. La începutul celui de-al doilea interval, densitatea de curent la marginea de sus a conductoarelor din straturile considerate are aceeași amplitudine, dar de semn opus în raport cu densitatea de curent la marginea de jos a acelorași conductoare.

În figura 8 s-au reprezentat tensiunile asociate cu reversările liniare ale curentului rotoric,

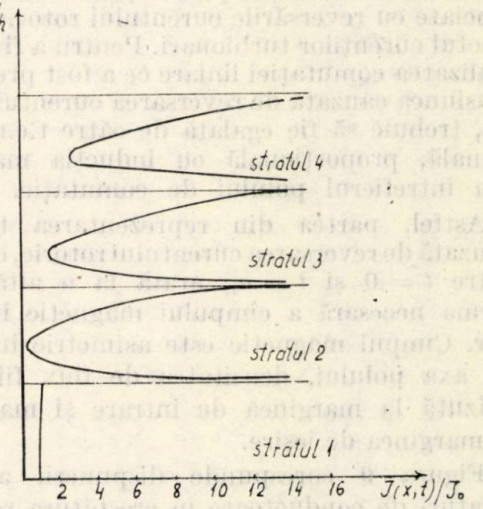


Fig. 7. Distribuția densității de curent pentru reversarea liniară a curentului $t \searrow a_t$, $a_t = 10^{-2}$ s, $h = 7{,}1$ mm.

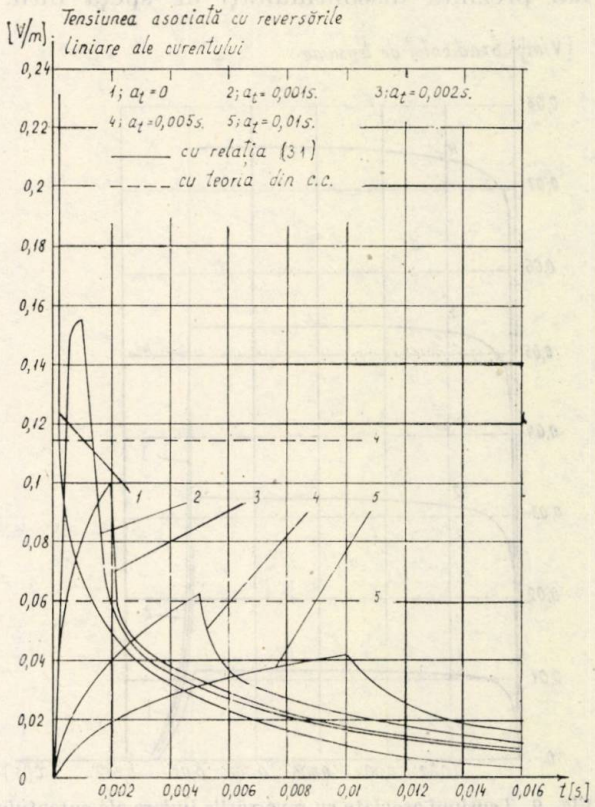


Fig. 8. Tensiuni asociate cu reversările liniare ale curentului; $h = 4 \cdot 7{,}1$ mm.

pentru barele conductoare parcurse de curent, dispuse în crestăturile dreptunghiulare deschise ale mașinilor de c.c. De asemenea, se arată

tensiunile proprii calculate cu rezistența și inductivitatea de c.c. a conductorului, în care caz distribuțiile de curent sînt uniforme; acestea reprezintă, de fapt, formele limită ale tensiunilor asociate cu reversările curentului rotoric, corespunzătoare conductoarelor divizate și transpuse.

Cu alte cuvinte, se poate spune că tensiunile asociate cu reversările curentului rotoric, indică efectul curenților turbionari. Pentru a fi posibilă realizarea comutației liniare ce a fost presupusă, tensiunea cauzată de reversarea curentului rotoric, trebuie să fie egalată de către t.e.m. rotațională, proporțională cu inducția magnetică din întrefierul polului de comutație.

Astfel, partea din reprezentarea tensiunii cauzată de reversarea curentului rotoric, cuprinsă între $t = 0$ și $t = a_t$, arată la o altă scară, forma necesară a cîmpului magnetic în întrefier. Cîmpul magnetic este asimetric în raport cu axa polului, densitatea de flux fiind mai scăzută la marginea de intrare și mai înaltă la marginea de ieșire.

Figura 9 corespunde dispunerii a patru straturi de conductoare în crestătura rotorică; se constată că gradientul de tensiune longitudinal prezintă discontinuități de speța întîi.

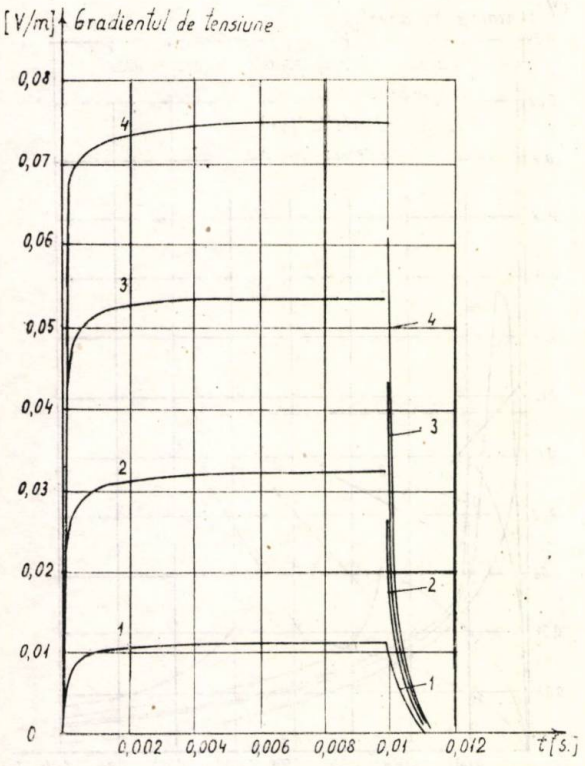


Fig. 9. Tensiuni asociate cu reversările liniare ale curentului; $a_t = 10^{-2}$ s, $h = 7{,}1$ mm.

Coeficientul de pierderi prin curenți turbionari, pentru bara conductoare dispusă în crestătura rotorului, este reprezentat în figura 10; pentru situația analizată, se constată o majorare a pierderilor de 39,19% (cauzată de curenții turbionari, față de cele în c.c.).

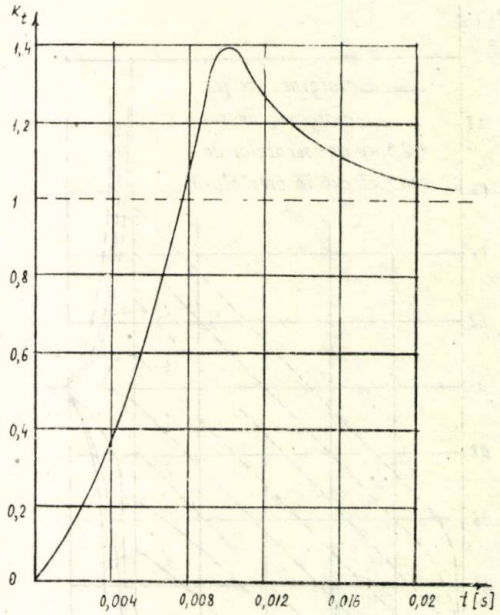


Fig. 10. Coeficientul de pierderi prin curenți turbionari pentru bara conductoare dispusă în crestătura rotorică; $a_t = 10^{-2}$ s, $h = 4 \cdot 7{,}1$ mm.

5. Comparații cu rezultate cunoscute

Este important de menționat că, în figura 8 curbele sînt, în general, în acord cu faptul cunoscut [3, 4, 5, 6] că efectul curenților turbionari constă în a reduce tensiunea de reactanță medie pe timpul de reversare a curentului rotoric. În exemplul analizat aici, la o creștere de aproximativ 40% a pierderilor prin curenți turbionari, se obține o reducere a tensiunii asociate cu reversările curentului de 30%. O verificare a investigațiilor teoretice privind efectul curenților turbionari asupra comutației este dată în [4], prin construirea a două motoare identice, cu excepția conductoarelor înfășurării rotorice; primul motor dispunînd de o înfășurare în două straturi cu conductor simplu, al doilea, avînd conductorul divizat în trei pentru reducerea pierderilor prin curenți turbionari. Primul motor, la o creștere de 40% a pierderilor prin curenți turbionari avea 6,5% lățimea benzii negre, iar al doilea, la 10% pierderi prin curenți turbionari, avea 5% lățimea benzii negre.

Rezultatele privind efectul curenților turbionari asupra comutației, sugerează faptul că unele dintre discrepanțele existente între tensiunile de la lamelă la lamelă ale colectorului unei mașini de c.c., măsurate și calculate, prezentate în [7, 8] pot fi atribuite folosirii unei inductanțe constante pentru evaluarea

tensiunii cauzate de reversarea curentului rotoric.

O verificare uzuală a validității rezultatelor obținute pentru diverse unde de reversare ale curentului rotoric, este realizată în [9] prin raportarea la rezultatele obținute în c.a. sinusoidal.

6. Concluzii

Se prezintă soluția exactă a ecuației unidimensionale a difuziei și tensiunile asociate cu reversarea liniară a undei de curent sînt prezentate într-o formă mai riguroasă. Se determină de asemenea coeficientul de pierderi prin curenți turbionari.

Este o practică larg utilizată de considerare a undelor idealizate de reversare a curentului rotoric; scopul acesteia este de a prevedea o bază relativ simplă de comparare între două căi de tratare a problemei impedanței crestăturii. O formă mai reală a undei de reversare a curentului rotoric ar duce la o accentuare a complexității metodei analitice și aceasta ar fi împotriva utilității muncii pentru problemele legate de comutație.

Mai mult, curenții turbionari înșiși, forma neideală a cîmpului magnetic din întrefierul polului auxiliar și alți factori, ca tensiunea de contact la perii, acționează în direcția creșterii deviației de la o comutație liniară.

Atît pierderile prin curenți turbionari cît și efectul curenților turbionari asupra tensiunilor asociate cu undele de reversare ale curentului rotoric, cresc mai repede decît liniar cu viteza. Întrucît, în cazul comutației liniare, viteza de schimbare a curentului este minimă, se poate considera că, în general, fiecare din factorii menționați cauzează o creștere a pierderilor prin curenți turbionari și o reducere a tensiunilor asociate cu undele de reversare ale curentului din circuitul rotoric. De aceea, pare justificabil a considera valorile calculate ale pierderilor prin curenți turbionari și reducerea tensiunilor asociate reversării liniare a curentului, ca limite mai joase ale valorilor lor reale.

Bibliografie

[1] *Rljic, I. S., Gradstein, I. S.* Tabele de integrale, sume, serii și produse. București, Ed. tehnică 1955.

[2] *Mocanu, C.* Bazele electrotehnicii 111—4, Curenți variabili în conductoare masive. Litografia I.P.B., 1969.

[3] *Honcock, H.* The impedances of the armature conductors and the commutation in d.c. machines. Proc. I.E.E., vol. **120**, nr. 4, p. 453, 1973.

[4] *Dvoracek, A. I.* Numerical methods of calculating eddy currents resulting from commutation. Ibid, nr. 78, pt. 111, p. 732, 1959.

[5] *Dvoracek, A. I.* Idle currents and their effect for commutations. Trans. A.I.E.E. vol. **83**, p. 977, 1964.

[6] *Tustin, A., Ward, H.* The emfs. induced in armature coils of d.c. machines during commutation. Proc. I.E.E., vol. **109** c, p. 456, 1962.

[7] *Alger, J. R., Bewley, D. T.* An analysis of d.c. machine commutation. Ibid, nr. 76, pt. 111, p. 399, 1957.

[8] *Linville, T. M., Rossemberg, G. M.* Commutation of large d.c. motors and generators. Trans. A.I.E.E., vol. **71**, pt. 111, p. 320, 1952.

[9] *Țigler, M.* Contribuții la studiul pierderilor suplimentare în înfășurările rotorice ale mașinilor de c.c. Teză de doctorat, I.P.B., 1979.

CZ 621.316.9 : 621.3.014.31

ARC ELECTRIC
SIGURANȚE DE JOASĂ TENSIUNE

Considerații privind arderea arcului electric în siguranțele de joasă tensiune

TOMOIAGA RADU * — București

Introducere

Siguranțele sînt folosite tot mai larg în instalațiile de distribuție datorită unor parametri tehnico-economici avantajoși: precizie în funcționare, capacitate de rupere ridicată, dimensiuni și preț de cost redus.

Dezvoltarea continuă a performanțelor tehnice necesită studierea și cunoașterea fenomenelor funcționale mai ales că procesul arderii arcului într-un volum constant, și împachetat într-un mediu de stingere granulos prezintă încă aspecte insuficient precizate.

Această lucrare încearcă să clarifice unele proprietăți fizice ale mediului de stingere folosit la siguranțele cu mare putere de rupere și joasă tensiune. Întreruperea curenților de scurtcircuit prezintă trăsături specifice, întrucît indiferent de intensitatea arcului, lungimea maximă este limitată la dimensiunea corespunzătoare a carcasei, volumul de ardere datorită nisipului este mai redus decît spațiul interior, iar presiunea care solicită pereții siguranței în cazul funcționării corecte atinge în mod obișnuit valori ridicate. Este un mod diferit de stingere

* Ing. *Tomoiaga, R.* este șeful laboratoarelor de cercetare-omologare din întreprinderea Electroaparataj — București.

a arcului electric în comparaţie cu cel folosit la întreruptoarele în aer unde procesul de ionizare şi stingere se obţine prin lungirea şi răcirea artificială a arcului, piese de contact cu deplasări rapide, camere de stingere etc.

1. Gradientul arcului electric

În figura 1 este prezentată schema de principiu, folosită la măsurători. S-a urmărit arderea unor fuzibile executate din metale diferite în medii de stingere din nisip de cuarţ natural, cuarţ măcinat, marmură etc.

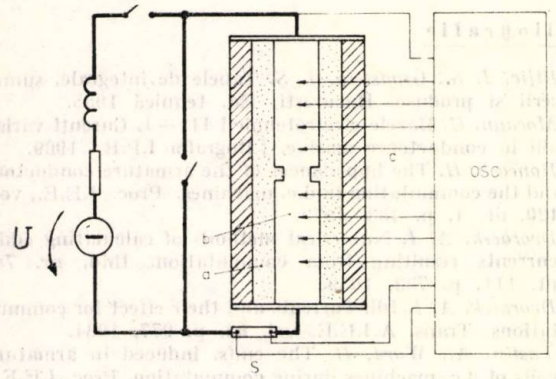


Fig. 1. Schema de principiu folosită la măsurarea prin sonde a distribuţiei potenţialelor în lungul arcului electric ce arde într-un mediu granular: *a* — nisip; *b* — fuzibil; *osc.* — oscilograf cu bucle; *s* — şunt; *c* — sonde pentru măsurarea potenţialelor.

Cu ajutorul unor sonde aşezate la distanţe egale în lungul fuzibilului, s-a determinat cu ajutorul oscilografului timpul de creştere a arcului şi tensiunea la extremităţile lui. În figura 2 sînt prezentate rezultatele încercărilor efectuate asupra unui arc ce arde în nisip prin consumarea unui fuzibil de cupru cu secţiunea de $6 \times 0{,}17$ mm^2. Cunoaşterea potenţialelor la nivelul sondelor a permis determinarea aproximativă a tensiunilor din arc în decursul procesului de ardere din momentul iniţierii pînă la stingere.

În locul de apariţie a arcului electric, contactul cu mediul înconjurător se face un timp mai îndelungat decît în alte zone. Ridicarea intensă a temperaturii straturilor vecine şi creşterea presiunii interne determină schimbarea structurii nisipului prin sinterizare şi diminuarea procesului de răcire, situaţie în care arderea arcului necesită un gradient mai redus, cu atît mai mic cu cît timpul de stingere este mai lung. Acest fenomen nu se regăseşte în zonele din vecinătatea picioarelor arcului întrucît acestea se deplasează prin consumarea fuzibilului numai în straturi de nisip nealterat oferind mereu aceleaşi condiţii de conductibilitate termică, iar gradientul arcului se păstrează la o valoare constantă.

În figura 3 este prezentată curba gradientului în funcţie de timpul de ardere în locul de apariţie a arcului, ca şi intensitatea cîmpului la picioarele arcului care se păstrează la o valoare constantă de 33 V/mm.

Continuarea măsurătorilor şi pe alte metale ca Ag, Al, Zn au arătat că tipul metalului nu influenţează valoarea gradientului, acesta fiind dependent de posibilităţile de răcire a mediului de stingere şi prin aceasta de valoarea conductibilităţii termice a pulberii în care este împachetat arcul.

Absorbirea vaporilor metalici din arc depinde de porozitatea mediului înconjurător, existînd astfel o legătură între mărimea granulaţiei nisipului, posibilităţile de stingere şi valorile maxime ale gradientului.

Analiza unui mare număr de omizi produse de evaporarea fuzibilului, arderea şi stingerea arcului în nisipul elementului de înlocuire, au arătat că în mijloc se găseşte un canal ale cărui dimensiuni sînt determinate de echilibrul presiunilor gazelor din coloana de arc şi straturile înconjurătoare de nisip. Canalul se prezintă în parte cavernos, în parte umplut cu topituri ale mediului de stingere. Marginea canalului este puternic reliefată printr-o stratificare de natură stioloasă. În exteriorul canalului se

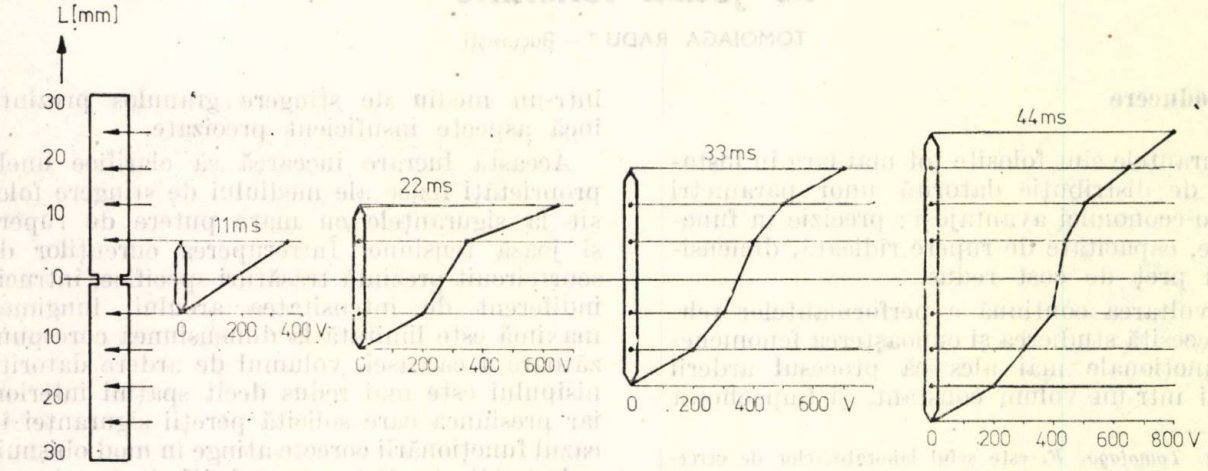


Fig. 2. Creşterea arcului electric în nisip în funcţie de timp şi distribuţia potenţialelor la un fuzibil de cupru $6 \times 0{,}17$ mm^2.

găseşte un strat compact de condensare a vaporilor metalici ieşiţi din coloana arcului. Culoarea canalului vitrificat indică natura gazului ce arde în arc : culoarea galbenă corespunde Ag, iar culoarea roşie închisă cuprului.

2. Tensiunea de ardere a arcului electric în nisip

Pentru ca arcul să poată exista trebuie ca tensiunea de ardere să fie atît de mare încît energia arcului să acopere atît căldura acumulată în straturile învecinate ale mediului de stingere, cît şi cea cedată straturilor mai îndepărtate. Tensiunea arcului însumează valorile gradienţilor pe întreaga distanţă dintre electrozii între care arde, rezultînd astfel o dependenţă simplă între lungime şi tensiune. După iniţierea arcului, moment în care gradientul este maximal, relaţia între tensiune şi lungime este la început liniară, iar apoi panta scade. În figura 4 se prezintă curba tensiunii

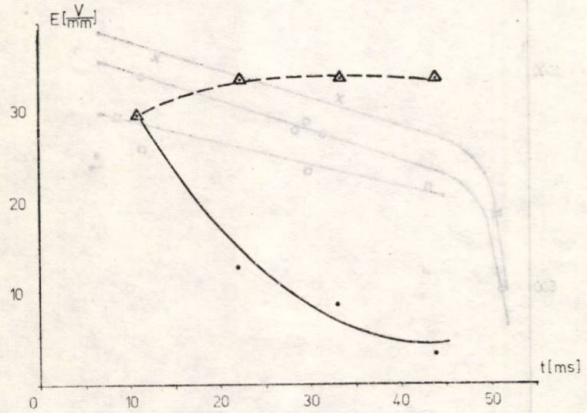


Fig. 3. Variaţia gradientului din arcul electric în funcţie de timp : ——— în locul apariţiei ; —Δ— zona piciorului arcului.

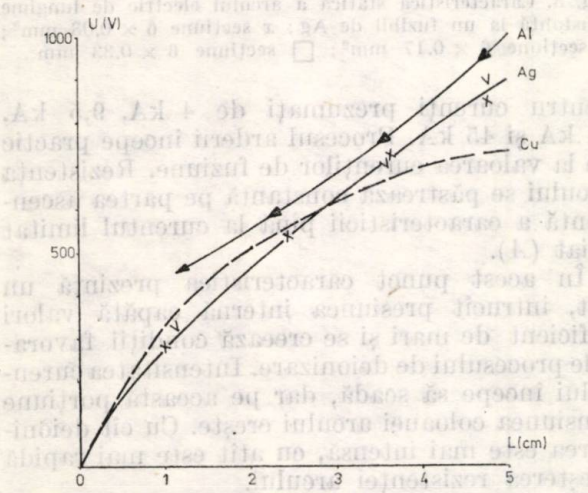


Fig. 4. Tensiunea de ardere a arcului în funcţie de lungime, pentru fuzibile din materiale diferite, în nisip de cuarţ : —Δ— Al 6 × 0,17 mm² ; — ▽ — Ag 6 × 0,17 mm² ; —×— Ag 6 × 0,33 mm² ; —•— Cu 6 × 0,17 mm².

arcului care arde în nisip de cuarţ între electrozi provenind din fuzibile de materiale şi dimensiuni diferite. Se observă că mărimea secţiunii şi felul metalului folosit au o influenţă minimală.

În figura 5 se găsesc curbele tensiunii pentru diferite medii de stingere : nisip de cuarţ, cuarţ măcinat, marmură măcinată. Caracteristica

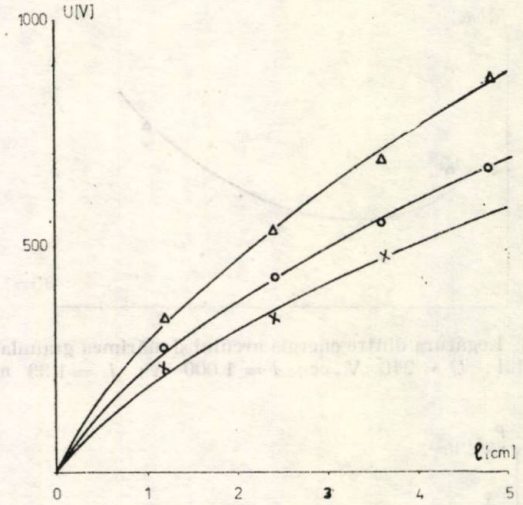


Fig. 5. Tensiunea de ardere a arcului electric în funcţie de lungime la un fuzibil cu secţiunea 6 × 0,17 mm² în diferite medii de stingere : —Δ— nisip de cuarţ — fuzibil de Ag ; — ∘ — cuarţ măcinat — fuzibil de Ag ; —×— marmură măcinată — fuzibil de Al.

$u = f(l)$ este puternic influenţată de natura mediului de stingere. Cuarţul are conductibilitatea termică ridicată, răceşte bine arcul şi este folosit cu succes ca mediu de stingere. Din măsurătorile efectuate rezultă că tensiunea de ardere este mai mică la nisipul de cuarţ măcinat în comparaţie cu nisipul de cuarţ natural care asigură o stingere mult mai bună.

Astfel se explică de ce firmele producătoare de siguranţe folosesc numai nisip natural cu granulaţie de dimensiuni precise şi curăţat chimic.

3. Influenţa granulaţiei nisipului asupra energiei arcului şi solicitărilor carcasei

Măsurători de laborator au arătat că greutatea nisipului care umple o siguranţă de volum dat este independentă de mărimea granulelor. Suprafaţa totală a materialului granulat creşte cînd granulaţia se reduce, rezistenţa termică scade, iar transferul de căldură dinspre fuzibil spre exterior în regim stabil se face mai uşor.

În cazul unui scurtcircuit care produce arc electric, apare în siguranţă, în afară de şocul termic, şi un şoc de presiune, iar nisipul cu granulaţie foarte fină devine mai puţin permeabil faţă de gazele produse în coloana arcului, presiunile fiind transmise aproape fără amortizare la carcasă.

Curba energiei arcului în funcţie de diametrul granulelor de nisip în care arde este prezentată

în figura 6 şi arată că efectul variaţiei granulaţiei este destul de redus. Se observă că energia arcului creşte uşor la granulaţii reduse şi la granulaţii mari, existînd o situaţie optimă pentru diametre medii de 0,5 mm.

În figura 7 se vede că amortizarea presiunii este optimă la granulaţii de 0,5 mm, întrucît

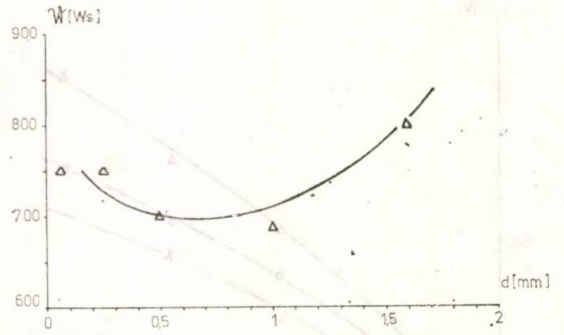


Fig. 6. Legătura dintre energia arcului şi mărimea granulaţiei nisipului: $U = 240$ V cc; $I = 1\,000$ A; $L = 1{,}33$ mH.

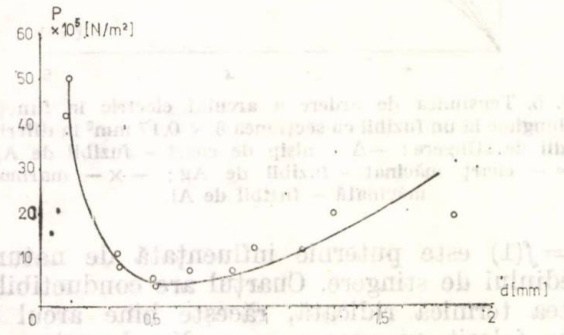


Fig. 7. Legătura dintre presiunea pe suprafaţa interioară a carcasei şi mărimea granulaţiei nisipului.

la această dimensiune gazele de metal care trec prin straturile de nisip condensează puternic micşorîndu-şi volumul.

La granulaţie fină gazele nu pot pătrunde prin straturile de nisip şi răcirea nu se poate realiza, iar la granulaţii mai mari de 0,5 mm condensarea gazelor este mai redusă datorită scăderii suprafeţei exterioare totale a granulelor.

Dacă siguranţa nu este umplută cu nisip atunci solicitarea carcasei este maximă, presiunea din coloana de arc este transmisă fără atenuare pereţilor, iar intensitatea medie măsurată este de $500\left(10^5 \frac{N}{m^2}\right)$, de o sută de ori mai mare decît în cazul folosirii granulaţiei optime.

4. Caracteristica tensiune curent a arcului

Menţinîndu-se constantă distanţa dintre electrozi s-a variat tensiunea de alimentare a arcului şi s-a măsurat curentul corespunzător pentru diferite secţiuni a fuzibilului (fig. 8). Caracteristica statică este crescătoare, dar prezintă un cot ce desparte două domenii caracterizate printr-o comportare diferită a arcului.

La curenţi mici curba este puternic crescătoare, ceea ce indică un intens schimb de căldură între coloana de arc şi mediul de stingere. În această porţiune energia transformată în arc este mică şi nu reuşeşte să schimbe structura straturilor de nisip vecine care pot prelua şi transmite în mod favorabil căldura.

De la acest cot caracteristica rămîne tot crescătoare dar cu o pantă mai redusă, şi se menţine constantă pînă în domeniul curenţilor mai intenşi. În această zonă energia disipată ridică temperatura straturilor apropiate coloanei de arc, schimbînd structura şi conductibilitatea termică. Gradul de ionizare creşte, rezistenţa arcului scade, păstrîndu-se la valori aproximativ constante, independente de curentul arcului, în condiţiile unui echilibru termic stabil.

În figura 9 se prezintă caracteristica dinamică a arcului la elemente de înlocuire de 125 A

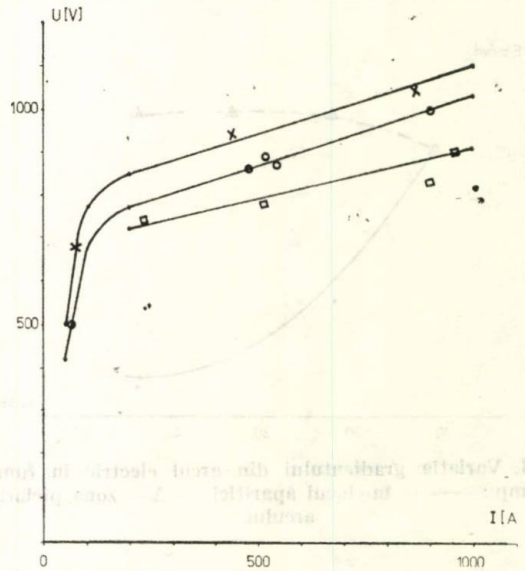


Fig. 8. Caracteristica statică a arcului electric de lungime constantă la un fuzibil de Ag; x secţiune $6 \times 0{,}08$ mm²; 0 secţiune $6 \times 0{,}17$ mm²; □ secţiune $6 \times 0{,}33$ mm².

pentru curenţi prezumaţi de 4 kA, 9,5 kA, 24 kA şi 45 kA. Procesul arderii începe practic de la valoarea curenţilor de fuziune. Rezistenţa arcului se păstrează constantă pe partea ascendentă a caracteristicii pînă la curentul limitat tăiat (A).

În acest punct caracteristica prezintă un cot, întrucît presiunea internă capătă valori suficient de mari şi se creează condiţii favorabile procesului de deionizare. Intensitatea curentului începe să scadă, dar pe această porţiune tensiunea coloanei arcului creşte. Cu cît deionizarea este mai intensă, cu atît este mai rapidă creşterea rezistenţei arcului.

La partea superioară a caracteristicii presiunea din elementele înlocuitoare ajunge la valoarea maximă, straturile de nisip care şi-au

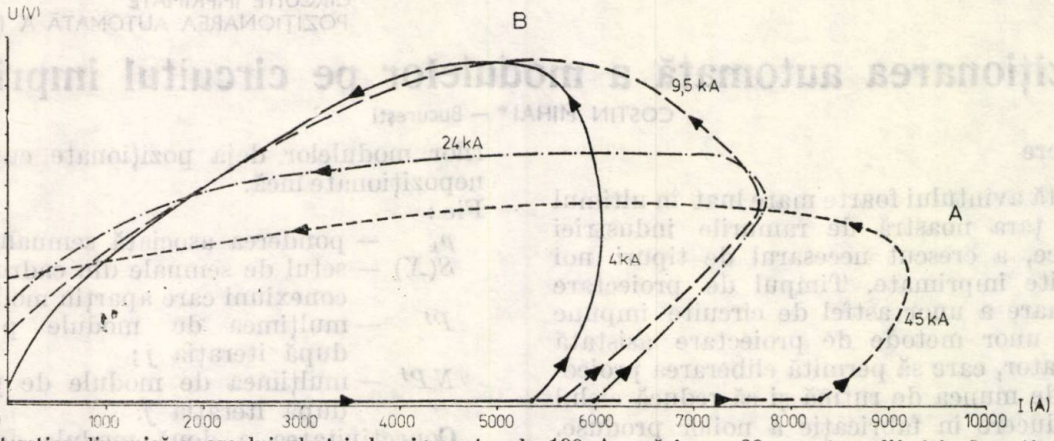


Fig. 9. Caracterstica dinamică a arcului electric la siguranţe de 100 A mărimea 00, pentru diferiţi curenţi prezumaţi.

schimbat între timp structura se stabilizează termic iar arcul atinge tensiunea cea mai mare (*B*). Din această zonă critică, urmează o porţiune descendentă ce reprezintă procesul propriu-zis al stingerii, curentul din arc devenind în final zero.

Solicitările mecanice ale carcasei sînt maxime atunci cînd arcul electric disipă în elementul de înlocuire energia cea mai mare. În cazul siguranţelor de 125 A curentul critic este de 6 400 A. Se observă că ramura ascendentă a caracteristicilor pentru curenţi apropiaţi celui critic se urcă la tensiuni de arc mari, pe cînd la curenţii de 24 kA şi 45 kA forma este mai plată, predominînd procesele de deionizare desfăşurate la tensiuni mai scăzute. În general, puterea disipată de arc pe latura ascendentă a curbei creează un şoc de presiune ce devine maxim în partea superioară a curbei, iar pereţii carcasei sînt puternic solicitaţi.

Verificările de laborator cele mai eficace în ceea ce priveşte rezistenţa mecanică a siguranţelor se efectuează cu ajutorul curenţilor critici. Aceştia sînt curenţi de intensitate medie specifici fiecărei siguranţe şi pot, printr-o reacţie siguranţă—reţea să disipe în arc energia maximă. Acest fenomen nu se mai reproduce la curenţi de scurtcircuit foarte intenşi sau la alţii mai mici decît valorile critice.

Folosirea nisipului cu granulaţie optimă, atenuează şocul de presiune şi pereţii pot suporta mai uşor solicitările mecanice.

Aceste presiuni sînt produse de vaporizarea unei părţi din fuzibil, iar masa materialului consumat depinde de cantitatea de electricitate, tensiunea cu care a fost alimentat arcul, felul materialului şi mediul de stingere.

Pentru calcule în care nu se ţine seama de tensiunea arcului se pot folosi următoarele consumuri specifice :

— aluminiu în nisip de marmură	$c = 3{,}264 \cdot 10^{-3}$ g/AS
— " " "cuarţ	$c = 9{,}248 \cdot 10$ "
— argint " " "	$c = 2{,}415 \cdot 10^{-2}$ "
— cupru "	$c = 1{,}89 \cdot 10^{-2}$ "
— zinc "	$c = 3{,}451 \cdot 10^{-2}$ ".

5. Concluzie

Stingerea arcului electric în condiţii de volum constant este controlabilă prin măsuri constructive legate atît de granulaţia şi natura mediului în care arde arcul cît şi prin rezistenţa mecanică a carcasei ce trebuie să suporte presiunile corespunzătoare curenţilor critici.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate Electrice. Ediţia a doua. Bucureşti, E.D.P.

[2] *Helmut, Kroemer.* Der Lichtbogen an Schmelzleitern in Sand. Arhiv fur Elektrotechnik. Volum **36**. Heft 8, 1942.

[3] *Bruckner, P.* Schaltprobleme und Betribserfarungen mit IS Begrenzen. In : ETZ B, volum **2**, 1959.

[4] *Carllaw, H. S.* Conduction of Heat in Solids. At the Claredon Press 1959.

[5] *Baxter, H. V.* Electric Fuses. London Edward Arnold, 1950.

[6] *Bitter, H.* Zur Frage der Lichtbogenarbait in N. H. Sicherungen. In : ETZ-B, vol **12**, Heft 25, 1960.

[7] *Schmidt, E.* Einfuhrung in die Technische Thermodinamik. Springer Verlag 1962.

CZ 621.3.042

Poziționarea automată a modulelor pe circuitul imprimat

COSTIN MIHAI * — București

Introducere

Datorită avîntului foarte mare luat în ultimul timp în țara noastră de ramurile industriei electronice, a crescut necesarul de tipuri noi de circuite imprimate. Timpul de proiectare relativ mare a unor astfel de circuite impune căutarea unor metode de proiectare asistată de calculator, care să permită eliberarea proiectanților de munca de rutină și să reducă ciclul de introducere în fabricație a noilor produse.

O etapă importantă în cadrul proiectării unui circuit imprimat o constituie amplasarea componentelor pe placă. De obicei, trebuie avut în vedere:

— păstrarea în anumite limite a lungimii semnalelor;

— eliminarea posibilității interferenței între semnale, a ecourilor și a concentrațiilor mari de surse de căldură;

— ușurarea trasării circuitului imprimat.

În practică, este imposibil să se poată ține seamă de toate condițiile, de aceea s-a ales ca criteriu de optim minimizarea lungimii totale a traseelor și păstrarea lungimii individuale a semnalelor sub o limită impusă.

Articolul de față prezintă programele scrise de autor în cadrul Atelierului de proiectare circuite imprimate al Întreprinderii de calculatoare electronice pentru stabilirea automată a poziției optime a modulelor pe circuitul imprimat. Ele au fost astfel concepute încît să poată fi utilizate ulterior cu un pachet de programe de trasare asistată de calculator, programe care vor trebui să țină seama de condiții tehnologice cum ar fi: grosimea pastilelor și a traseelor, distanța minimă pastilă-traseu, pastilă-pastilă, traseu-traseu etc.

1. Program de poziționare inițială — INPOS

Pentru a ușura depanarea și producția aparaturii electronice, configurația circuitelor imprimate (dimensiunile plăcii, pozițiile permise pentru circuite integrate, rezistențe etc.) trebuie să rămînă aceeași pentru un produs sau o grupă de produse. Configurația pozițiilor permise, precum și dimensiunea și forma plăcii împreună cu lista de conexiuni constituie datele de intrare ale programului.

În cadrul programului de poziționare inițială configurația circuitului este formată prin adăugarea de module unui nucleu deja poziționat.

Ordinea selectării modulelor se determină în funcție de conectivitatea acestora, adică secvența de plasare depinde de numărul legăturilor modulelor deja poziționate cu modulele nepoziționate încă.

Fie:

p_k — ponderea asociată semnalului k;

$S(X)$ — setul de semnale din cadrul listei de conexiuni care aparțin modulului X;

P^j — mulțimea de module poziționate după iterația j;

NP^j — mulțimea de module de poziționat după iterația j.

Conectivitatea a două module oarecare X și Y poate fi definită ca:

$$C(X, Y) = \begin{cases} \sum\limits_{k \in S(X) \cap S(Y)} p_k & \text{pentru } X \neq Y, \\ 0 & \text{pentru } X = Y. \end{cases}$$

Calculînd conectivitatea pentru toate modulele din lista de semnale se obține o matrice simetrică în X și Y în care modulele X și Y corespund liniilor și coloanelor.

Funcția de selecție utilizată în cadrul programului INPOS este

$$f_j(X) = \sum_{Y \in P^j} C(X, Y) \mid X \in NP^j.$$

Se alege modulul X pentru care valoarea $\Sigma C(X, Y)$ este maximă, adică se alege modulul avînd conectivitatea cea mai mare cu modulele deja poziționate. El va fi poziționat cît mai aproape posibil de modulul Y pentru care $C(X, Y)$ este maxim.

Programul pornește căutînd ca nucleu perechea de module cu $C(X, Y)$ maxim sau în cazul în care există module prepoziționate (module declarate cu poziții fixe: ex. conectori) nucleul este format din acestea. Organigrama algoritmului este prezentată în figura 1.

Programul așează modulele (circuite integrate, rezistențe, tranzistoare etc.), numai în pozițiile permise pentru tipul respectiv de modul. În cazul în care se folosește un singur modul de un anumit tip și există o singură poziție permisă pentru el, acesta va fi transformat automat în modul fix.

Configurația plăcii după amplasarea modulelor poate fi desenată pe plotter, indicîndu-se planul de implantare a diverselor componente. Se generează, de asemenea, o nouă listă de conexiuni, indicîndu-se ordinea de conectare pentru a obține arbori minimi pentru fiecare semnal.

2. Algoritm pentru obținerea arborelui minim

Pentru fiecare semnal trebuie determinat un set de conexiuni astfel încît acesta să unească toate punctele printr-un arbore de lungime minimă.

* Ing. *Mihai, C.* — Întreprinderea de calculatoare — București.

Pentru a conecta N puncte trebuie determinate N-1 legături. Se determină mai întîi perechea de puncte care are distanţa minimă, după care se ordonează perechile de puncte

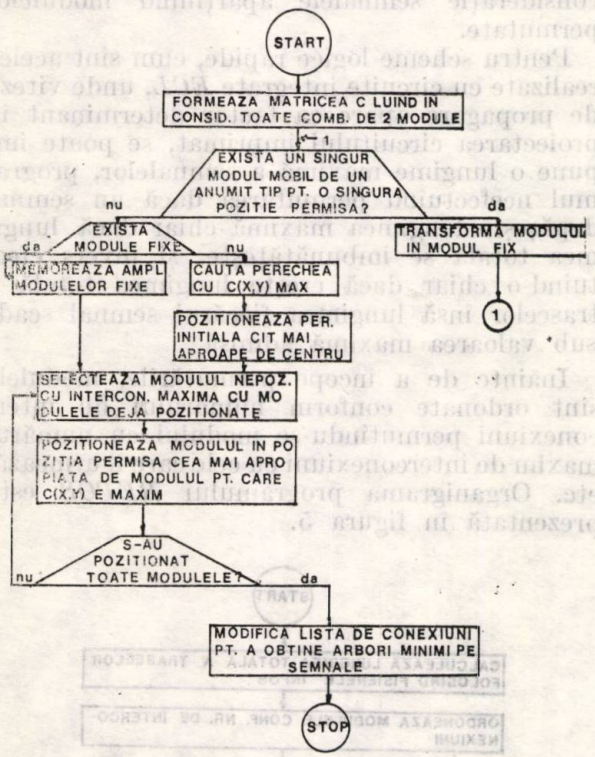


Fig. 1

în ordinea crescătoare a distanţelor. Pentru fiecare nouă pereche de puncte se verifică dacă nu există deja un subarbore care să le conecteze, caz în care perechea respectivă nu se trece în lista de legături.

Se consideă 6 puncte care formează un semnal şi care trebuie conectate (fig. 2 a). Se conectează mai întîi perechea de puncte care are distanţa minimă (pct. DE, fig. 2 b), după care se leagă în ordine punctele CD, AB (conexiunea CE deşi mai scurtă decît AB nu se ia în consideraţie pentru că punctele C şi E sînt conectate deja prin subarborele CD, DE — fig. 2 d), AF (se sare BF — fig. 2 f).

În cazul implementării pe calculator a algoritmului de mai sus dificultatea constă în a determina dacă există un subarbore care conectează deja punctele găsite cu cea mai mică distanţă, la un pas oarecare.

Pentru a rezolva această dificultate se foloseşte o matrice de conexiuni M ai cărei termeni :

$$a_{ij} = \begin{cases} 1 - \text{dacă există un lanţ de conexiuni între punctele } i, j \\ 0 - \text{dacă nu există conexiune între punctele } i, j \\ 1 - \text{dacă } i = j. \end{cases}$$

Matricea este binară, simetrică; ea ţine evidenţa interconexiunilor pe măsura realizării lor.

Se poate verifica uşor că ridicînd la pătrat matricea M cu ajutorul operaţiilor logice în

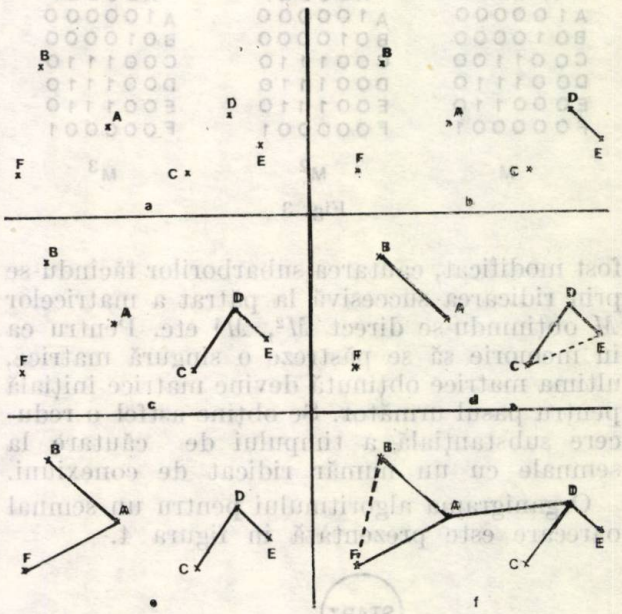


Fig. 2

loc de operaţii aritmetice, se obţin elemente unitare pentru toate conexiunile realizate prin cel mult două ramuri.

Se presupune că la un pas oarecare, n, există deja conexiuni între punctele $i - k_1$ şi $k_1 - j$. Atunci :

$$a_{ik1} = a_{k1i} = 1,$$

$$a_{j1k} = a_{k1j} = 1.$$

Ridicînd la pătrat elementul ij al matricei M^2 va fi :

$$a'_{ji} = a'_{ji} = \sum_{k=1}^{N} a_{ik}\, a_{kj} = 1,$$

deoarece termenul $a_{ik1}\, a_{k1j}$ al sumei este egal cu 1. Se obţine astfel indicaţia existenţei conexiunii punctelor ij.

În general, M^k va indica toate punctele conectate cu cel mult k ramuri. Procesul de căutare se opreşte atunci cînd numărul de 1-uri al matricelor M nu se mai modifică după ridicare la putere.

În figura 3 se prezintă matricea de conexiuni corespunzătoare figurii 2c, M^2 introduce 1-uri pentru perechea CE indicînd că acestea sînt conectate printr-un subarbore avînd două ramuri. În M^3 nu mai apar noi 1-uri, căutarea de noi conexiunii terminîndu-se.

Pentru a micșora spațiul de memorie necesar și timpul de calcul și deoarece nu interesează numărul de ramuri al subarborilor, în programele *INPOS* și *REPOS* acest algoritm a

	A	B	C	D	E	F
A	1	0	0	0	0	0
B	0	1	0	0	0	0
C	0	0	1	1	0	0
D	0	0	1	1	1	0
E	0	0	0	1	1	0
F	0	0	0	0	0	1

M

	A	B	C	D	E	F
A	1	0	0	0	0	0
B	0	1	0	0	0	0
C	0	0	1	1	1	0
D	0	0	1	1	1	0
E	0	0	1	1	1	0
F	0	0	0	0	0	1

M^2

	A	B	C	D	E	F
A	1	0	0	0	0	0
B	0	1	0	0	0	0
C	0	0	1	1	1	0
D	0	0	1	1	1	0
E	0	0	1	1	1	0
F	0	0	0	0	0	1

M^3

Fig. 3

fost modificat, căutarea subarborilor făcîndu-se prin ridicarea succesivă la pătrat a matricelor M obținîndu-se direct M^2, M^4 etc. Pentru ca în memorie să se păstreze o singură matrice, ultima matrice obținută devine matrice inițială pentru pasul următor. Se obține astfel o reducere substanțială a timpului de căutare la semnale cu un număr ridicat de conexiuni.

Organigrama algoritmului pentru un semnal oarecare este prezentată în figura 4.

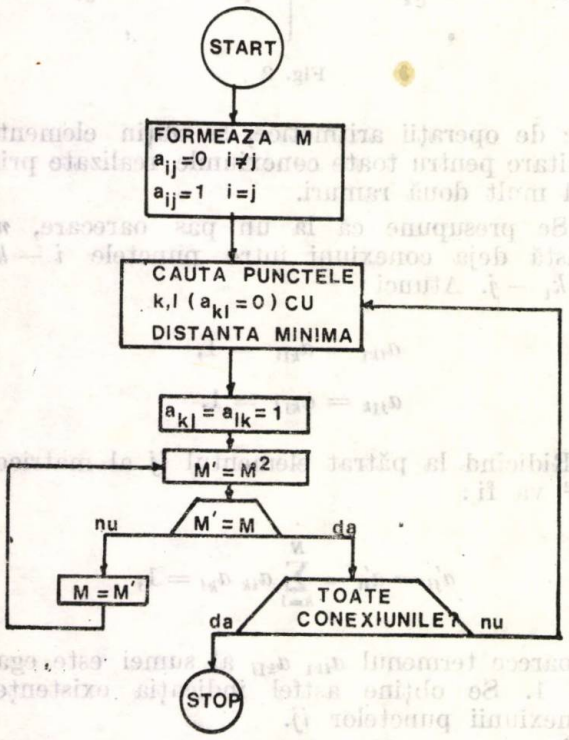


Fig. 4

3. Program de optimizare a poziției modulelor pe circuitul imprimat – REPOS

Programul de optimizare a poziției modulelor pe placă, *REPOS*, folosește o metodă de permutare a modulelor pentru a obține o lungime minimă de traseu.

Două module de pe placă sînt permutate calculîndu-se noua lungime totală a traseelor folosind algoritmul arborelui minim. Dacă se obține o îmbunătățire, noua poziție este reținută. Lungimea conductorului se calculează prin modificarea vechii lungimi, luîndu-se în considerație semnalele aparținînd modulelor permutate.

Pentru scheme logice rapide, cum sînt acelea realizate cu circuite integrate *ECL*, unde viteza de propagare apare ca factor determinant în proiectarea circuitului imprimat, se poate impune o lungime maximă a semnalelor, programul neefectuînd permutarea dacă un semnal depășește lungimea maximă chiar dacă lungimea totală se îmbunătățește, și invers efectuînd-o chiar dacă crește lungimea totală a traseelor însă lungimea fiecărui semnal scade sub valoarea maximă admisă.

Inainte de a începe permutările, modulele sînt ordonate conform numărului de interconexiuni permutîndu-se modulul cu numărul maxim de interconexiuni cu cele care îl urmează, etc. Organigrama programului *REPOS* este prezentată în figura 5.

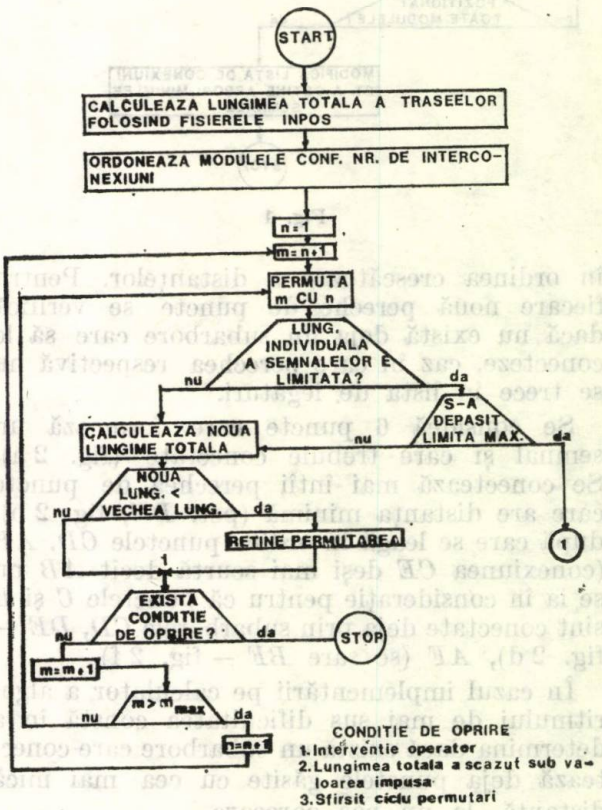


Fig. 5

Pentru un modul X numărul de interconexiuni $I(X) = \sum_Y C(X, Y)$.

4. Rezultate obținute, concluzii

Cele două seturi de programe au fost scrise în *ALGOL* [3] pe un minicalculator NOVA 1200

cu 64 Kocteți memorie, un disc de 2,5 Mocteți unitatea centrală neposedînd opțiunile de înmulțire/împărțire și unitate de virgulă flotantă. Ele sînt concepute ca o dezvoltare a setului de programe pentru proiectarea circuitelor imprimate livrat de firma *QUEST* — Anglia [2].

Se pot poziționa peste 550 de module, un modul putînd avea 1 pînă la 122 de semnale externe. Tipurile de module se aleg din cadrul unei biblioteci care poate avea maximum 4 095 de tipuri. Pe placă toate modulele pot fi declarate ca mobile sau pot fi declarate ca fixe oricîte dintre ele (Ex : conectori, module cu disipare mare de căldură, microprocesoare, etc.). Nu există restricții privind configurația plăcii sau a modulelor. Introducerea datelor se face cu ajutorul digitizorului pentru configurația modulelor și caracteristicile plăcii și pe cartele perforate pentru lista de semnale.

Datorită folosirii digitizorului la descrierea plăcii a fost posibilă calcularea foarte precisă a coordonatelor punctelor conectate, determinarea arborelui minim făcîndu-se utilizînd coordonatele terminalelor modulelor.

Timpul de rulare al programelor *INPOS* pentru plăci de 200—220 de module a fost în medie de 17 minute. Programul *REPOS* folosește ca date de intrare fișierele create de *INPOS*, timpul de rulare depinzînd de densitatea componentelor pe placă, lungimile totale impuse traseelor, numărul de straturi al circuitului final, etc. Modul în care scade lungimea totală a traseelor este prezentat în figura 6, programul putînd fi oprit de operator cînd se ajunge în zona *B* a curbei.

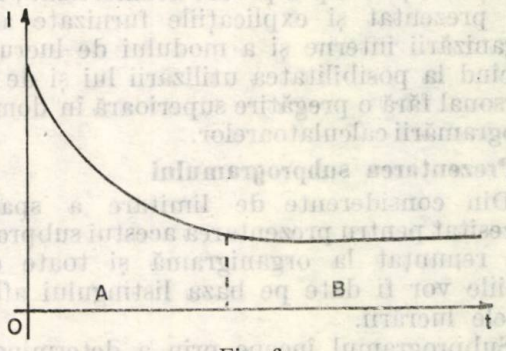


Fig. 6

Aplicarea acestor programe la proiectarea noilor produse ale Întreprinderii de calculatoare electronice — București a dus la scurtarea timpului de realizare a clișeelor de circuite imprimate cu 10—15%, reducîndu-se totodată densitatea de trasee pe strat.

Bibliografie

[1] *M. A. Breuer.* Design Automation of Digital Systems— Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1971.
[2] * * * QED User's Handbook — Quest Automation, Quest House Princes Road, Ferndown, Dorset, 1966.
[3] * * * Algol Programmer's Reference Manual, Data General Corp, Southboro, Massachussets, 01772, 1975.

CZ 538.565.4

EVALUARE TRASARE GRAFIC
PROCES TRANZITORIU AMORTIZAT
TRANSFORMATA LAPLACE INVERSĂ

Subprogram pentru evaluarea și trasarea graficului transformatei Laplace inverse în timpul procesului tranzitoriu amortizat

VICTOR G. TATOIU * — București

Introducere

Transformata Laplace inversă, ca rezultat al unei funcții de transfer sau al rezolvării unei ecuații integro-diferențiale din domeniul timp, este de multe ori o funcție ce reprezintă un proces tranzitoriu amortizat. Un subprogram care evaluează și reprezintă în mod complet automat această funcție ar trebui să poată determina intervalul teoretic de amortizare și, respectiv, cîștigul de regim permanent obținut la sfîrșitul acestui interval, iar pentru a se obține un timp de lucru minim, să evalueze funcția într-un număr minim de puncte reprezentative, ceea ce implică pași de reprezentare variabili, determinați numai de modul de variație a derivatelor la începutul și sfîrșitul pasului de reprezentare prezumtiv, în ideea de a nu pierde totuși punctele semnificative ale funcției. În plus, prin analiza valorilor obținute ale funcției, subprogramul ar trebui să deseneze automat graficul, pe o singură pagină de listing, în vedere normală, cu poziționarea automată a axelor, stabilind scările de reprezentare pe axele absciselor și ordonatelor și oferind cît mai multe informații posibile despre modul cum a evaluat și s-a trasat graficul funcției.

* *Tatoiu, G. V.* este inginer la Întreprinderea de fabricație și montaj ascensoare — București.

Toate aceste deziderate sînt îndeplinite de subprogramul prezentat în lucrarea de față, subprogram care lucrează în dublă precizie și care este astfel conceput încît să recunoască funcțiile tip dreaptă proces neamortizat; listingul prezentat și explicațiile furnizate asupra organizării interne și a modului de lucru conducînd la posibilitatea utilizării lui și de către personal fără o pregătire superioară în domeniul programării calculatoarelor.

Prezentarea subprogramului

Din considerente de limitare a spațiului necesitat pentru prezentarea acestui subprogram s-a renunțat la organigramă și toate explicațiile vor fi date pe baza listingului aflat la finele lucrării.

Subprogramul începe prin a determina primul pas de reprezentare DT, care pentru a pune în evidență comportarea funcției în jurul originei, fără a pierde nici un punct semnificativ, este minimul pașilor DTA, corespunzător exponențialei cu cea mai rapidă variație și, respectiv, DTB, corespunzător sinusoidei cu cea mai rapidă variație.

Ciclul 2 determină pe $XX = \max |OM(I, 2)|$, $I = 1,\ldots, KOM$ [1], respectiv, maximul inverselor constantelor de timp ale exponențialelor, care dacă este diferit de zero conduce la $DTA = 0{,}1/XX$.

Analog, ciclul 6 determină pe $YX = \max |OM(I, 3)|$, $I = 1,\ldots, KOM$, respectiv maximul pulsațiilor sinusoidelor, care dacă este diferit de zero conduce la $DTB = 0.1/YX$.

Dacă $XX = 0$, respectiv $YX = 0$, se alocă pentru DTA valoarea 10^{50} respectiv $DTB = 10^{50}$, fapt ce arată că nu există exponențiale, respectiv sinusoide și care servește la depistarea cazului în care funcția este de tip dreaptă, $DTA = DTB = 10^{50}$. În același timp, se mai fac alocările $XM = 0$ și $TAA = 0$, respectiv $YN = 0$ și $TAB = 0$.

A doua etapă o constituie determinarea timpului teoretic de amortizare a regimului tranzitoriu, TA, care este maximul valorilor TAA, corespunzătoare exponențialei cu cea mai lentă variație și, respectiv TAB, corespunzătoare sinusoidei cu cea mai lentă variație.

Dacă există sinusoide, respectiv $YX \neq 0$, ciclul 10 determină $YN = \min |OM(I,3)|$, $I = 1,\ldots, KOM$, deci minimul pulsațiilor nenule ale sinusoidelor care, dacă este nenul, conduce la $TAB = 10/YN$.

Prin eticheta 11 se trece la determinarea valorii TAA în caz că $XX \neq 0$, adică există exponențiale. Ciclul 13 determină $XN = \min |OM(I, 2)|$, $I = 1,\ldots, KOM$, respectiv minimul inverselor constantelor de timp nenule ale exponențialelor, valoare care are indicele de tablou $KOMA$.

$TAA = \ln [|OM(KOMA, 4)| + |OM(KOMA\ 5)|] + 10/XN$, iar calculul logaritmului este protejat prin testarea argumentului la valoarea zero, caz în care se întrerupe execuția programului. Valoarea timpului teoretic de amortizare va fi maximul lui TAA și TAB.

Testul 14 determină dacă funcția este de tip dreaptă, deci execuția se suspendă, pentru $TA = 0$, fapt pus în evidență și de testul următor, pentru $DT = 10^{50}$, caz în care se emite un mesaj și controlul este redat programului apelant. Din aceste două teste se poate înțelege mai bine rațiunea pentru care în cazurile de absență a exponențialelor sau/și sinusoidelor s-au efectuat alocările 10^{50} pentru pasul inițial de reprezentare și 0 pentru timpul de amortizare.

Prin eticheta 17 se pornește evaluarea funcției la $t = 0$. Deoarece în decursul folosirii acestui subprogram s-a constatat că variațiile cele mai semnificative ale funcției sînt în prima treime a lui TA, evaluarea funcției și trasarea graficului se fac numai pe un timp total $TAD = 1/3$. TA, cîștigul de regim permanent CRP fiind calculat ca valoarea funcției pentru $t = TA$. Prin testarea cheii $KCRP$ se stabilește dacă în acel moment se evaluează funcția în intervalul $0 \div TAD$, sau se calculează CRP.

Utilizatorul poate cere prin parametrul KK una din următoarele trei cazuri:

$KK = 3$, tipărirea valorilor tabelate ale funcției în intervalul $0 \div TAD$ și trasarea graficului;

$KK = 2$, numai trasarea graficului, fără a se mai tipări tabelul;

$KK = 1$, numai calcularea TA și CRP, care, returnate programului apelant, vor fi tipărite de acesta.

În consecință, după alocarea $KCRP = 0$ și $T = 0$, între etichetele 18 și 21 se evaluează valoarea F a funcției pentru T. În tablourile reale FM, TM, DTM, avînd dimensiunile maxime 130, se memorează valoarea funcției, valoarea timpului și pasul de reprezentare folosit.

Se trece apoi la evaluarea valorii $F1$ a derivatei în $t = T$, $DA1 = \text{arctg}\, F1$, cheia $IT = 0$ și la evaluarea valorii $F1$ a derivatei în $t = T + DT$, $DA2 = \text{arctg}\, F1$, cheia $IT = 1$, iar valorile lui T și DT fiind cele curente, corespunzătoare pasului N, $N = 1,\ldots, 130$. Derivatele se calculează între etichetele 23 și 26, iar apoi prin eticheta 27 se procedează la calculul diferenței unghiulare $D = DA1 - DA2$, care este memorată în tabloul real DAM avînd dimensiunea maximă 130 și în valoarea absolută devine DA. Revenindu-se la timpul curent $t = T$, pe baza mărimii lui DA se apreciază dacă actualul pas DT va fi păstrat sau nu și pentru pasul $N + 1$, astfel încît să nu se piardă puncte semnificative, dar și numărul de puncte de reprezentare să fie minim.

Dacă $DA < 0{,}05$, viitorul pas de timp va fi dublat, iar dacă $0{,}05 \leqslant DA < 0{,}15$, va fi păstrat actualul pas DT, în ambele cazuri valorile aflate pentru F și T fiind convenabile

și după ce prin eticheta 30 se determină că nu s-a depășit numărul maxim de puncte de reprezentare egal cu 130 și nici timpul total TAD, se trece prin eticheta 18 la evaluările din cadrul pasului $N + 1$.

Dacă $DA \geqslant 0{,}15$, înseamnă că variația funcției în limitele intervalului de timp DT este mult prea rapidă și dacă $TD \geqslant TAD/60$, noul pas de timp va fi înjumătățit și prin eticheta 22 se trece la reevaluarea derivatelor, proces care se repetă pînă cînd valoarea lui DA se va înscrie în cel de-al doilea caz prezentat imediat mai sus.

Procesul de evaluare a funcției se termină prin eticheta 31 și în ciclul 32 se determină valorile maximă FPM și minimă FNM ale funcției.

Reprezentarea graficului se bazează pe descrierea cîmpului graficului pe o pagină de listing, care are 72 de linii (cazul tipăririi cu 6 linii per inch) a cîte 132 de poziții, printr-un tablou bidimensional G avînd dimensiunea maximă 62.122.

Atunci pasul de reprezentare pe axa absciselor va fi $PAST = TAD/120$, iar după ce în prealabil, prin ciclurile 33 s-a inițializat matricea G cu valoarea GOL, care este reprezentarea în hexazecimal pentru blank, ciclul 34 va determina axa verticală formată din bare verticale suprapuse, prin alocarea $G(KF, 1) = VER$, $KF = 1,\ldots, 62$.

Se trece apoi la poziționarea axei de zero, considerată a fi reprezentată de a KZ-a linie a lui G și la determinarea pasului de reprezentare pe axa ordonatelor, $PASF$. Se disting trei cazuri determinate prin următoarele etichete:

35, funcție strict pozitivă, axa de zero va fi poziționată pe ultima linie a cîmpului graficului, respectiv $KZ = 62$, iar $PASF = |FPM|/60$, deoarece graficul va fi reprezentat prin 61 de puncte pe axa verticală;

36, funcția intersectează axa de zero;

37, funcție strict negativă și axa de zero va fi poziționată pe prima linie, respectiv $KZ = 1$.

Ciclul 39 va determina axa orizontală, formată din bare orizontale cap la cap, prin alocarea $G(KZ, KT) = ORI$, $KT = 2,\ldots, 122$.

Graficul va fi trasat prin tipărirea unor asteriscuri, AST, în pozițiile (KF, KT), valorile KF și KT fiind determinate în cadrul ciclului 40 care trece în revistă cele N valori ale funcției și timpului, după care se trece la calculul CRP prin evaluarea funcției pentru $t = TA$, fapt semnalat de $KCRP = 1$.

Pentru a ușura interpretarea graficului, pe marginea din dreapta a listingului vor fi tipărite valorile $FSG(I)$, $I = 1,\ldots, 62$ și care sînt exact valorile punctelor graficului, așa cum sînt ele calculate prin multiplicarea pasului de reprezentare a funcției $PASF$ prin poziția relativă a punctelor față de axa de zero, valori calculate între etichetele 41 și 45.

Modul de tipărire a rezultatelor în cazul în care $KK = 3$ este prezentat în listingul anexă.

În cazul utilizării unei benzi pilot pentru scrierea la imprimantă a 8 linii per inch, respectiv 96 linii, se vor face în subprogram următoarele modificări:

— tablourile FM, TM, DTM, DAM vor fi declarate ca avînd dimensiunea maximă 178;

— tabloul G va fi declarat ca $G(86, 122)$;

— tabloul FSG va fi declarat ca $FSG(86)$;

— în instrucțiunea cu eticheta 28 se va înlocui 60 cu 84;

— în instrucțiunea cu eticheta 30 se va înlocui 130 cu 178;

— în instrucțiunea DO 33 se va înlocui 62 cu 86;

— la fel și în instrucțiunea DO 34;

— în instrucțiunea cu eticheta 35 se va înlocui 60 cu 84;

— în următoarea instrucțiune se va înlocui 62 cu 86;

— în instrucțiunea cu eticheta 36 se va înlocui 60 cu 84;

— la fel și în instrucțiunea cu eticheta 37;

— în instrucțiunea cu eticheta 43 se va înlocui 62 cu 86;

— la fel și în instrucțiunea imediat următoare etichetei 44;

— la fel și în instrucțiunea DO 59;

— în instrucțiunea imediat următoare etichetei 57 se va înlocui 61 cu 85.

Utilizarea acestei benzi pilot împreună cu modificările de mai sus conduc la o micșorare cu 30% a pasului de reprezentare pe axa ordonatelor și, implicit, la o creștere a preciziei.

Utilizarea subprogramului

Linia de definiție a subprogramului este: *SUBROUTINE DEGRAF (OM, KOM, KK, TA, CRP* unde tabloul bidimensional OM are dimensiunea maximă $KOM.5$ și cuprinde codificat parametrii funcției de reprezentat [1]. Dacă acest subprogram este utilizat împreună cu subprogramul $LAPIN$ într-un lanț complet automat, avîndu-se în vedere că OM a fost declarat ca avînd MBI linii și că, în general, $KOM < MBI$, [1], se va înlocui KOM cu MBI în declarația $DIMENSION\ OM(KOM, 5)$, iar în cadrul parametrilor din linia de definiție a subprogramului se va adăuga și MBI.

Subprogramul efectuează calculele în dublă precizie și deoarece ocupă destul de multă memorie prin tablourile declarate, este bine să fie situat într-un segment separat.

Exemplu de utilizare

Funcția de reprezentat este [1]:

$$f(t) = -18{,}27209 + 35{,}03064e^{-17{,}59288\,t} + \\ +43{,}3643 \cdot \sin(312{,}2504t - 0{,}5062314)e^{-28{,}17211\,t} + \\ + 4{,}354926 \cdot \sin(32{,}80034t + 1{,}37085)e^{-13{,}08514\,t},$$

fiind variația amplitudinii curentului statoric al unui motor asincron în urma aplicării unei trepte de tensiune statorică de 10 V [2].

Rezultatele sînt prezentate la sfîrșitul listingului.

```
.          JOB CARAD,AN:X2VT,PN:VICTOR
.          SEG A
.          COMPILE FORTRAN
C   EXEMPLU DE FOLOSIRE AL SUBRUTINEI DEGRAF
      DOUBLE PRECISION OM(4,5),TA,CRP
      DATA OM/1.0,3.0,5.0,5.0,0.0,-17.59288,-28.1721,-13.08514,0.0,0.0,3
     &12.2505,32.80034,-18.27209,35.0306,43.36429,4.354931,0.0,0.0,-0.50
     &62312,1.37085/
      DATA KK/3/,KOM/4/
      CALL DEGRAF(OM,KOM,KK,TA,CRP)
      IF(KK.NE.1) GO TO 2
      PRINT 1,TA,CRP
    1 FORMAT(15X,'T. AMORT. TA=',1PE13.6,10X,'CISTIGUL DE REGIM PERMANENT
     & CRP=',1PE13.6)
    2 STOP
      END
.          SEG B
.          COMPILE FORTRAN
      SUBROUTINE DEGRAF(OM,KOM,KK,TA,CRP)
C   TABELEAZA RACHUNSUL IN TIMP SI TRASEAZA GRAFICUL
C   STABILESTE CISTIGUL DE REGIM PERMANENT CRP
      IMPLICIT DOUBLE PRECISION(A-H,Q-Z)
      REAL PM(130),TM(130),DTM(130),DAM(130),G(62,122)
      REAL GOL,VER,ORI,AST,FPM,FNM,PASF,PAST,FSG(62)
      DIMENSION OM(KOM,5)
      DATA GOL/1H /,VER/1H1/,ORI/1H-/,AST/1H*/
C   CAUTA XN,XX,KOMA,YN,YX
C   CAUTA DT,TA
      XX=0.0
      DO 2 I=1,KOM
      IF(XX.LT.DABS(OM(I,2))) GO TO 1
      GO TO 2
    1 XX=DABS(OM(I,2))
      KOMA=I
    2 CONTINUE
      IF(XX.EQ.0.0) GO TO 3
      DTA=0.1/XX
      GO TO 4
    3 XN=0.0
      DTA=1.D50
      TAA=0.0
    4 YX=0.0
      DO 6 I=1,KOM
      IF(YX.LT.DABS(OM(I,3))) GO TO 5
      GO TO 6
    5 YX=DABS(OM(I,3))
    6 CONTINUE
      IF(YX.EQ.0.0) GO TO 7
      DTB=0.1/YX
      GO TO 8
    7 YN=0.0
      DTB=1.D50
      TAB=0.0
    8 DT=DMIN1(DTA,DTB)
      IF(YX.EQ.0.0) GO TO 11
      YN=YX
      DO 10 I=1,KOM
```

```
      IF(YN.GT.DABS(OM(I,3))) GO TO 9
      GO TO 10
    9 IF(DABS(OM(I,3)).EQ.0.0) GO TO 10
      YN=DABS(OM(I,3))
   10 CONTINUE
      TAB=10.0/YN
   11 IF(XX.EQ.0.0) GO TO 14
      XN=XX
      DO 13 I=1,KOM
      IF(XN.GT.DABS(OM(I,2))) GO TO 12
      GO TO 13
   12 IF(DABS(OM(I,2)).EQ.0.0) GO TO 13
      XN=DABS(OM(I,2))
      KOMA=I
   13 CONTINUE
      TAA=DABS(OM(KOMA,4))+DABS(OM(KOMA,5))
      IF(TAA.EQ.0.0) GO TO 15
      TAA=(DLOG(TAA)+10.0)/XN
   14 TA=DMAX1(TAA,TAB)
      IF(TA.EQ.0.0) GO TO 15
      IF(DT.EQ.1.050) GO TO 15
      GO TO 17
   15 PRINT 16
   16 FORMAT(5X,'GRAFICUL ESTE O DREAPTA     NU SE POATE FOLOSI DEGRAF')
      RETURN
   17 CONTINUE
C  SE PORNESTE EVALUAREA LA T=0.0
      TAD=1./3.*TA
      KCRP=0
      T=0.0
      N=1
      IF(KK.NE.1) GO TO 18
      KCRP=1
      T=TA
C  SE EVALUEAZA FUNCTIA
   18 F=0.0
      DO 21 I=1,KOM
      IF(OM(I,3))19,20,19
C  POLI COMPLEXI   Y NENUL
   19 F=F+OM(I,4)*DEXP(OM(I,2)*T)*DSIN(OM(I,3)*T+OM(I,5))
      GO TO 21
C  POLI REALI   Y NUL
   20 E=DEXP(OM(I,2)*T)
      F=F+OM(I,4)*E
      NF=IFIX(SNGL(OM(I,1)))
      IF(NF.EQ.2.OR.NF.EQ.4) F=F+OM(I,5)*T*E
   21 CONTINUE
C  SFIRSITUL EVALUARII FUNCTIEI
      IF(KCRP.EQ.1) GO TO 41
      FM(N)=SNGL(F)
      TM(N)=SNGL(T)
      DTM(N)=SNGL(DT)
C  EVALUAREA DERIVATEI PENTRU T=T SI T=T+DT
   22 IT=0
   23 F1=0.0
      DO 26 I=1,KOM
      E=DEXP(OM(I,2)*T)
```

```
      IF(DM(I,3))24,25,24
C  POLI COMPLEXI   Y NENUL
   24 F1=F1+DM(I,4)*E*DCOS(DM(I,3)*T+DM(I,5))*DM(I,3)+DM(I,4)*DM(I,2)*E*
     &DSIN(DM(I,3)*T+DM(I,5))
      GO TO 26
C  POLI REALI   Y NUL
   25 F1=F1+DM(I,2)*DM(I,4)*E
      IF(NF.EQ.2.OR.NF.EQ.4) F1=F1+DM(I,5)*E*(1.0+DM(I,2)*T)
   26 CONTINUE
      IF(IT.EQ.1) GO TO 27
      DA1=DATAN(F1)
      T=T+DT
      IT=1
      GO TO 23
   27 DA2=DATAN(F1)
      D=DA1-DA2
      DAM(N)=SNGL(D)
      DA=DABS(D)
      T=T+DT
      IF(DA.GE.0.05) GO TO 28
      DT=2.0*DT
      T=T+DT
      GO TO 30
   28 IF(DA.GE.0.15.AND.DT.GE.TAD/60.0) GO TO 29
      T=T+DT
      GO TO 30
   29 DT=DT/2.0
      GO TO 22
   30 IF(N.GE.130) GO TO 31
      IF(T.GE.TAD) GO TO 31
      N=N+1
      GO TO 18
   31 CONTINUE
C  STABILIREA VALORILOR,MAXIMA SI MINIMA,ALE GRAFICULUI
      FPM=FM(1)
      FNM=FM(1)
      DO 32 I=2,N
      FPM=AMAX1(FPM,FM(I))
   32 FNM=AMIN1(FNM,FM(I))
      PAST=SNGL(TAD)/120.
C  ARANJAREA MATRICII G
      DO 33 KF=1,62
      DO 33 KT=1,122
   33 G(KF,KT)=GOL
      DO 34 KF=1,62
   34 G(KF,1)=VER
C  POZITIONAREA AXEI DE ZERO
      IF(FPM.GE.0.0.AND.FNM.GE.0.0) GO TO 35
      IF(FPM.GE.0.0.AND.FNM.LE.0.0) GO TO 36
      IF(FPM.LE.0.0.AND.FNM.LE.0.0) GO TO 37
      GO TO 38
   35 PASF=ABS(FPM-0.0)/60.
      KZ=62
      GO TO 38
   36 PASF=ABS(FPM-FNM)/60.
      KZ=IFIX((FPM-0.0)/PASF+1.)
      GO TO 38
```

```
   37 PASF=ACOS(FI0=0.0)/60.
      KZ=1
   38 DO 45 KT=2,122
   39 G(KZ,KT)=0.0
      DO 40 I=1,N
      KF=KZ+IFIX(FM(I)/PASF)
      KT=1+IFIX(TM(I)/PAST)
   40 G(KF,KT)=AST
      KCRP=1
      TETA
      GO TO 42
   41 CRP=F
      IF(KA.EQ.1) GO TO 60
      FSG(KZ)=0.0
      IF(KZ.EQ.1) GO TO 43
      I=1
   42 FSG(KZ-I)=PASF*I
      IF((KZ-I).EQ.1) GO TO 43
      I=I+1
      GO TO 42
   43 IF(KZ.EQ.62) GO TO 05
      I=1
   44 FSG(KZ+I)=-PASF*I
      IF((KZ+I).EQ.60.OR.80) GO TO 45
      I=I+1
      GO TO
   45 CONTINUE
C  TIPARIREA REZULTATELOR
      IF(KA.EQ.2) GO TO 54
      PRINT 46
   46 FORMAT('1',T15,34HTANGENTE'A  PROCESULUI  TRANZITORIU/T2,131('='))/T
     &2,2H||,T15,1HI,T52,1HI,T50,1HI,T66,2HI|,T83,1HI,T99,1HI,T115,1HI,T
     &131,2H||/T2,2HI|,T10,1HI,T18,1HI,T24,4HF(I),T39,1HI,T39,5HDELTA,T5
     &0,1HI,T55,6HDELTA|,T86,2H||,T74,1HI,T83,1HI,T89,4HF(I),T99,1HI,T10
     &8,5HDELTA,T115,1HI,T120,6HDELTA|,T131,2H||/T2,2H||,T18,1HI,T34,1HI
     & T50,1HI,T66,2H||,T83,1HI,T99,1HI,T115,1HI,T131,2H||/T2,131('='))
      INI=IFIX(-->1)+2
      IF((2*INI-1).NE.N) GO TO 47
      INTI=INI
      GO TO 48
   47 INTI=INI-1
   48 DO 49 I=1,INTI
   49 PRINT 50,TM(I),FM(I),DAM(I),DTM(I),TM(I+INI),FM(I+INI),DAM(I+INI),
     &DTM(I+INI)
   50 FORMAT(T2,2H||,1PE13.6,T18,1HI,1X,1PE13.6,T34,1HI,1X,1PE13.6,T50,1
     &HI,1X,1PE13.6,T66,2H||,1X,1PE13.6,T83,1HI,1X,1PE13.6,T99,1HI,1X,1P
     &E13.6,T115,1HI,1X,1PE13.6,T131,2H||)
      IF(INI.EQ.INTI) GO TO 52
      PRINT 51,TM(INI),FM(INI),DAM(INI),DTM(INI)
   51 FORMAT(T2,2H||,1PE13.6,T18,1HI,1X,1PE13.6,T34,1HI,1X,1PE13.6,T50,1
     &HI,1X,1PE13.6,T66,2H||,T83,1HI,T99,1HI,T115,1HI,T131,2H||)
   52 PRINT 53
   53 FORMAT(T2,131('='))
C  TRASAREA GRAFICULUI
   54 PRINT 55,CRP
   55 FORMAT('1',T35,33HGRAFICUL  PROCESULUI  TRANZITORIU/T2,39('='),10
     &X,'CISTIGUL DE REGIM PERMANENT  CRP=',1PE13.6)
```

```
      DO 59 I=1,62
      PRINT 58,(G(I,J),J=1,122)
   58 FORMAT(T2,122A1)
      PRINT 57,FSG(I)
   57 FORMAT('+',T12d,1PE11.4)
      IF(1.NE.61) GO TO 59
      PRINT 58,TA,PASF,PAST
   58 FORMAT('+',T15,'T. AMORT. PT. CRP ESTE',1PE11.4,' ;',3X,'PASF=',1P
     1E11.4,' ;',3X,'PAST=',1PE11.4,' ;')
   59 CONTINUE
   60 RETURN
      END
          TREF A(B)
          LINK
          RUN
```

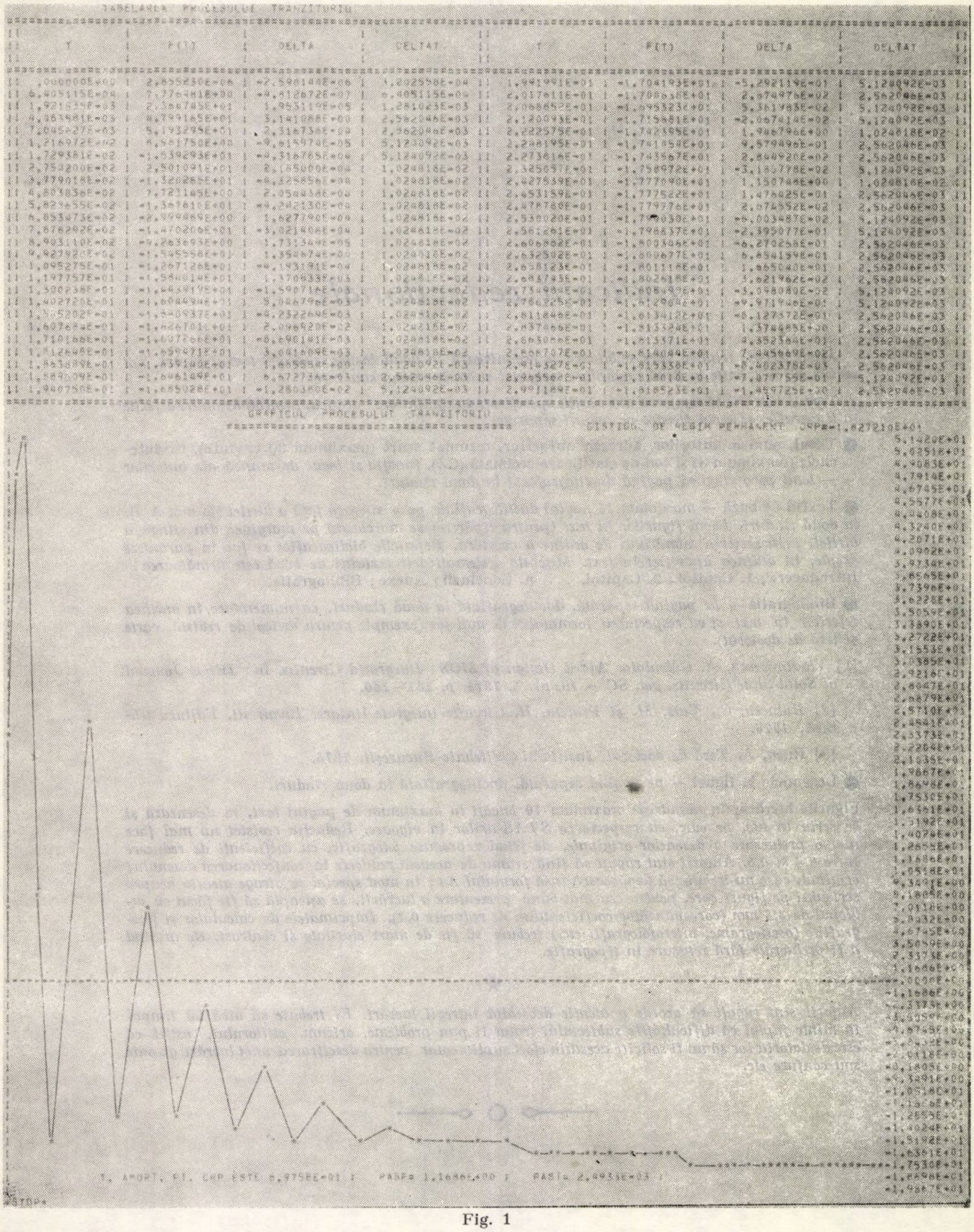


Fig. 1

Bibliografie

[1] *Tatoiu, V.* Subprogram pentru calculul expresiei analitice a transformatei Laplace inverse a unui raport de două polinoame. In : E.E.A. — Electrotehnica **28**, nr. 3, aprilie 1980, p.

[2] *Măgureanu, R.* și *Tatoiu, V.* Program pentru determinarea funcțiilor de transfer și a comportării dinamice a motorului asincron trifazat utilizat în sisteme de acționări electrice. In : E.E.A. — Electrotehnica **26**, nr. 2, febr. 1978 p. 41—46.

[3] *McCracken, D.* și *Dorn, W. S.* Numerical analysis and FORTRAN programming. New-York, John Whiley & sons, 1964.

[4] *Niculescu, St.* Inițiere în FORTRAN. București, Editura tehnică, 1972.

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text și figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original și copie carbon sau xerox.

Textul *lucrării se compune din părțile specificate în continuare: acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.*

● Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), *funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.*

● Textul de bază — *maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură față a hîrtiei (format A 4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine a acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea:* Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.

● Bibliografia — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).*

[1] *Vladimirescu, A. Calculator Aided Design of MOS Integrated Circuits.* În: *IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC — 10, nr. 3, 1975, p. 151—160.*

[2] *Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.*

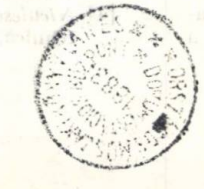
[3] *Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1975.*

● Legendele la figuri — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri.*

Figurile lucrării, *în număr de maximum 10 bucăți la maximum de pagini text, se desenează și se scriu în tuș, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să țină seama de această reducere la confecționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimatele de calculator și fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retușare în tipografie.*

★

Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.



YORK DEC '3

E 2040/1
R
REFERÁLVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 28 Nr. 6 • August 1980

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 28 Nr. 6 August 1980

ELECTROTEHNICA

C U P R I N S

CZ 621.398 : 620.1.05

STAND ÎNCERCARE ELECTROMECANISME CĂI FERATE ELECTRIFICATE COMANDA LA DISTANŢĂ

Herşcovici, B., Tuşaliu, P., Bălăşoiu, T.: **Elemente de noutate în concepţia unui stand de încercare a electromecanismelor de acţionare a macazelor de căi ferate electrificate.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aug 1980, p. 241

În lucrare este prezentat succint un stand de probe pentru electromecanismele de acţionare a macazelor de căi ferate electrificate, contract finalizat în condiţii eficiente analizîndu-se critic cîteva variante de scheme.

Sînt redate de asemenea calculele aferente principalelor părţi componente pentru soluţia adoptată.

CZ 621.317.39.084.2 – 52

TRADUCTOARE MĂSURĂRI NUMERICE AUTOMATIZĂRI

Budişan, N., Babuţia, I., Sisak, E., Ciorogar, L.: **Convertor numeric pentru parametrii fluidelor.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aug 1980, p. 248

Se prezintă un procedeu şi un dispozitiv de conversie directă, în formă numerică, a parametrilor fluidelor, fără a fi necesară conversia prealabilă în mărime electrică analogică.

CZ 621.3.014.31 : 621.316.923.1

FENOMENE PREARC SIGURANŢE ELECTRICE

Tomoiaga, R.: **Consideraţii asupra fenomenelor preare la siguranţele cu mare putere de rupere şi ultrarapide.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aug 1980, p. 251

În articol se expun cîteva aspecte ale proceselor ce au loc înainte de apariţia arcului electric în cazul siguranţelor cu mare putere de rupere şi ultrarapide.

CZ 621 – 79 : 621.3.08

TRADUCTOR HALL PRESIUNE LA FLUIDE DISPOZITIV CU CLOPOT

Heler, A.: **Dispozitiv cu clopot şi traductor Hall pentru măsurarea, înregistrarea şi reglarea presiunii la fluide.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aug 1980, p. 258

Lucrarea prezintă un dispozitiv pentru măsurarea, înregistrarea şi reglarea suprapresiunilor şi a subpresiunilor la fluide, ca o completare la metodele de măsurare pe cale electrică a unor mărimi neelectrice, cum este cazul presiunilor.

CZ 621.375.4 : 621.3.029.3 : 621.317.73

INDUCTANŢA SIMULATĂ AMPLIFICATOR SELECTIV

Constantinescu, A. D.: **Amplificator selectiv în domeniul audiofreevenţei cu inductanţă sinterizată pe bază de tranzistor bipolar.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aug 1980, p. 263

Se prezintă proiectarea unui tranzistor de reactanţă inductivă cu posibilitatea reglajului valorii inductanţei şi factorului de calitate, precum şi utilizarea acestuia în cadrul unui amplificator selectiv la 1 000 Hz.

CZ 621.313.12 : 629.113

GENERATOARE ELECTRICE C.C. AUTOVEHICULE SURSE DE C.C.

Olaru, N., Rogobete, G.: **O utilizare inedită a generatoarelor electrice de pe autovehicule.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aug 1980, p. 266

Articolul cuprinde elemente legate de utilizarea generatoarelor electrice de c.c. care echipează autovehiculele grele ca surse de sudură. Aceasta prezintă o importanţă deosebită în anumite condiţii de izolare sau defecţiuni pe teren care necesită reparaţii prin sudură.

CZ 621.314 : 621.3.045

TRANSFORMATOARE TRIFAZATE ÎNFĂŞURĂRI

Covrig, M., Togui, L.: **Metoda de dimensionare a înfăşurărilor transformatoarelor trifazate cu tensiuni medii şi mici.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aug 1980, p. 269

Metoda de dimensionare prezentată în lucrare consideră, din prima etapă de calcul, toate mărimile impuse prin tema de proiect, experienţa de fabricaţie şi standardele în vigoare conducînd, în condiţii iniţiale date, la o soluţie unică pentru un raport precizat al densităţilor de curent din înfăşurări. Se pune în evidenţă faptul că orice variantă nouă de calcul presupune modificarea diametrului coloanei sau a raportului densităţilor de curent din înfăşurări.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SIRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al institutului de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, E.E.A., Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2379 Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.398 : 620.1.05

ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ СТЕНД
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЗМОВ
ЭЛЕКТРИФИЦИРОВАННЫЕ ЖЕЛЕЗНЫЕ ДОРОГИ
УПРАВЛЕНИЕ НА РАССТОЯНИЦ

Хершкович, Б., Тушалиу, П., Бэлэшою, Т.: **Элементы нового в концепции испытательного стенда стрелочных приводных электромеханизмов электрифицированных железных дорог.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, абг. 1980, стр. 241

В работе представлен испытательный стенд для приводных электромеханизмов стрелок на электрифицированных железных дорогах, контракт, финализированный в существующих условиях, критически анализирующий несколько вариантов схем.

Одновременно приведены расчеты основных составных частей принятого решения.

УДК 621.317.39.084.2 – 52

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ
АВТОМАТИЗАЦИЯ

Будишан, Н., Бабуция, И., Сисак, Е., Чиорогар, Л.: **Цифровой преобразователь для параметров жидкостей.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, абг. 1980, стр. 248

Представлены способ и устройство прямого преобразования, параметров жидкостей в цифровой форме, не требующие предварительного преобразования в электрические аналоговые величины.

УДК 621.3.014.31 : 621.316.923.1

ПРЕДДУГОВЫЕ ЯВЛЕНИЯ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕДОХРАНИТЕЛИ

Томоиага, Р.: **Соображения относительно преддуговых явлений в сверхскоростных предохранителях с большой разрывной мощностью.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, абг. 1980, стр. 251

В статье представляются некоторые стороны процессов, протекающих до появления электрической дуги в случае сверхскоростных предохранителей с большой разрывной мощностью.

УДК 621 – 79 : 621.3.08

ДАТЧИК ХОЛЛА
ДАВЛЕНИЕ В ЖИДКОСТЯХ
ПРИСПОСОБЛЕНИЕ КОЛОКОЛООБРАЗНОЕ

Хелер, А.: **Колоколообразное приспособление и датчик Холла для измерения, регистрации и регулирования давления в жидкостях.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, абг. 1980, стр. 258

В работе представляется устройство для измерения, регистрации и регулирования вакуумметрического давления в жидкости, в качестве комплектования к методам измерения электрическим способом некоторых неэлектрических величин, как и в случае давлений.

УДК 621.375.4 : 621.029.3 : 621.317.73

СИМУЛИРОВАННАЯ ИНДУКЦИЯ
ИЗБИРАТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Константинеску, А. Д.: **Избирательный усилитель в области звуковой частоты с синтезированной индукцией на основе двухполюсных транзисторов.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, абг. 1980, стр. 263

Представляется проектирование транзистора с индуктивным сопротивлением и с возможностью регулирования величины сопротивления и качественного фактора, а также его использование в избирательном усилителе на 1000 Гц.

УДК 621.313.12 :629.113

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА
АВТОМОБИЛИ
ИСТОЧНИКИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Олару, Н., Рогобете, Г.: **Новое применение автомобильных электрических генераторов.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, абг. 1980, стр. 266

Статья включает элементы, связанные с применением электрических генераторов постоянного тока, оснащающих грузовые автомобили, как источников энергии для сварки. Это использование имеет особую важность в отдельных случаях изолирования или дорожных аварий, когда возникает необходимость рмонта при помощи сварки.

УДК 621.314 : 621.3.045

ТРЁХФАЗНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ
ОБМОТКИ

Ковриг, М., Тогуй, Л.: **Метод быстрого определения размера обмоток трёхфазных трансформаторов среднего и малого напряжения.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, абг 1980, стр. 269

Представленный в работе метод определения размера учитывает на первом этапе расчета все размеры, заданные темой проекта, производственный опыт и действующие стандарты, приводящие в заданных условиях к единому решению для точного соотношения плотности тока обмоток. Подчеркивается факт, что каждый новый вариант расчета предусматривает изменение диаметра колонны или соотношения плотности шока обмоток.

INHALT

DK 621.398 : 620.1.05

STAND ZUM PRÜFEN ELEKTRISCHER MECHANISMEN
ELEKTRISCHE EISENBAHNEN
FERNSTEUERUNG

Herşcovici, B., Tuşaliu, P., Bălăşoiu, T.: **Neuigkeitselemente in der Konzeption eines Standes zum Prüfen elektrischer Antriebsmechanismen der elektrischen Bahnweichen.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 6, August 1980, S. 241

In der Arbeit wird ein Stand zum Prüfen elektrischer Antriebsmechanismen elektrischer Bahnweichen, der im Rahmen eines Vertrags hergestellt wurde, der in günstigen Bedingungen beendet wurde, knapp vorgestellt, wobei einige Sckematavarianten kritisch analysiert werden.

Es werden ebenfalls die Berechnungen, die zu den wichtigsten Hauptteilen für die angenommene Lösung gehören, angegeben.

DK 621.317.39.084.2 – 52

WANDLER
DIGITALE MESSUNGEN
AUTOMATISIERUNGEN

Budişan, N., Babuţia, I., Sisak, E., Ciorogar, L.: **Digitalumsetzer für Flüssigkeitsparameter.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 6, August 1980, S. 248

Es werden ein Verfahren und eine Einrichtung zur direkten Umwandlung in digitaler Form der Flüssigkeitsparameter, bei welchen keine vorausgehende Umwandlung in eine analoge elektrische Grösse notwendig ist, geschildert.

DK 621.3.014.31 : 621.316.923.1

DEM LICHTBOGEN VORANGEHENDE ERSCHEINUNGEN
ELEKTRISCHE SICHERUNGEN
ELEKTRISCHER STROM

Tomoiaga, R.: **Betrachtungen hinsichtlich der dem elektrischen Lichtbogen vorangehenden Erscheinungen bei Hochleistungs-und überflinken Sicherungen.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 6, August 1980, S. 251

Im Artikel werden einige Aspekte der Vorgänge, die vor dem Erscheinen des elektrischen Lichtbogens im Falle der Hochleistungs und überflinken Sicherungen auftreten, geschildert.

DK 621 – 79 : 621.3.08

HALL – POTENTIALDIFFERENZSONDE
FLÜSSIGKEITSDRUCK
GLOCKENEINRICHTUNG

Heler, A.: **Glockeneinrichtung und Hall-Potentialdifferenzsonde zum Messen, Aufzeichnen und Rageln des Flüssigkeitsdrucks.**
E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 6, August 1980, S. 258

In der Arbeit wird eine Vorrichtung zum Messen, Aufzeichnen und Regeln des Über-und Unterdrucks der Flüssigkeiten als eine Ergänzung zu den Messmethoden auf Strompfaden einiger nichtelektrischer Grössen, wie es bei den Drücken der Fall ist, vorgestellt.

DK 621.375.4 : 621.3.029.3 : 621.317.73

SIMULIERTE INDUKTANZ
SELEKTIVVERSTÄRKER

Constantinescu, A. D.: **Selektivverstärker im Berreich der Audiofrequenz mit sinterisierter Induktivitätsspule mit einem bipolaren Transistor als Basis.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 6, August 1980, S. 263

Es wird die Projektierung eines Induktivreaktanztransistors mit der Möglichkeit zum Regeln des Induktanzwertes und des Qualitätsfaktors als auch seine Verwendung im Rahmen eines Selektivverstärkers von 1 000 Hz geschildert.

DK 621.313.12 : 629.113

GLEICHSTROMGENERATOREN
FAHRZEUGE
GLEICHSTROMQUELLE

Olaru, N., Rogobete, G.: **Eine neue Anwendungsmöglichkeit der Fahrzeuggleichstromgeneratoren.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 6, August 1980, S. 266

Der Artikel enthält Elemente hinsichtlich der Anwendung der Gleichstromgeneratoren, mit denen schwere Fahrzeuge ausgerüstet sind, als Schweissquelle. Diese hat eine besondere Bedeutung unter bestimmten Isolationsbedingungen oder in Geländestörfällen, in denen Schweissreparaturen benötigt werden.

DK 621.314 : 621.3.045

DREHSTROMTRANSFORMATOREN
WICKLUNGEN

Covrig, M., Togui, L.: **Methodezur schnellen Bemessung der Wicklungen von Drehstromtransformatoren mit Mittel-und Niederspannungen.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, Nr. 6, August 1980, S. 269

Die in der Arbeit vorgestellte Bemessungsmethode zieht, mit der ersten Berechnungsetappe beginnend, alle vom Projektthema vorgeschriebenen Grössen, die Fertigungserfahrung und die gültigen Standarde in Betracht, und führt unter den gegebenen Ausgangsbedingungen zu einer einzigen Lösung für ein genau angegebenes Verhältnis der Stromdichte in den Wicklungen. Es wird die Tatsache hervorgehoben, dass jedwelche neue Berechnungsvariante die Veränderung des Säulendurchemessers oder des Verhältnisses der Stromdichten aus den Wicklungen voraussetzt.

CONTENTS

DC 621.398 : 620.1.05

ELECTROMECHANISM TESTING STAND
ELECTRIFIED RAILWAY
DISTANT CONTROL

Herşcovici, B., Tuşaliu, P., Bălăşoiu, T.: **New conceptional elements for the testing stand of the operational electromechanisms in electrified railway switchgear.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, August 1980, p. 241

The paper makes a short presentation of a testing stand for the operational mechanisms in electrified railway switchgear, wich contract was efficiently carried out by means of the critical analysis of some model variants.

There are shown also the afferent calculations of the main components of the adopted solution.

DC 621.317-39-084.2. – 52

TRANSDUCERS
NUMERICAL MEASUREMENT
AUTOMATION

Budişan, N., Babuţia, I., Sisak, E., Ciorogar, L.: **Numerical converter for fluid parameters.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, August 1980, p. 248

There is introduced a numerical procedure and device for the direct conversion of the fluid parameters, without the preliminary convertion into an analogous electrical value.

DC 621.3.014.31 : 621.316.923.1

PRE-ARC PHENOMENA
ELECTRICAL FUSES

Tomoiaga, R.: **Considerations on pre-arc phenomena in ultra-high speed and high breaking capacity fuses.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, August 1980, p. 251

The paper shous several facets of the pre-arc processes in the case of ultra high speed and high breaking capacity fuses.

DC 621 – 79 : 621.3.08

HALL TRANSDUCER
FLUID PRESSURE
BELL-SHAPED DEVICE

Heler, A.: **Bell-shaped device and Hall transducer for the measurement recording and control of the pressure in fluides.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, August 1980, p. 258

There is introduced a measurement, recording and control device of the overpressures and underpressures in fluids, as an addition to the electrical measurement methods of such a non-electrical quantity like pressure.

DC 621.375.4 : 621.3.029.3 : 621.317.73

SIMULATED INDUCTION
SELECTIVE AMPLIFIER

Constantinescu, A. D.: **Bipolar transistor selective amplifier in the audiofrequency range with sinterized induction.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, August 1980, p. 263

There is discussed the design of an inductive reactance transistor that can control the inductance and the Q-factor, as well as its use in a selective amplifier at 1 000 Hz.

DC 621.313.12 : 629.113

D.C. ELECTRICAL GENERATOR
MOTOR VEHICLES
D.C. SOURCES

Olaru, N., Rogobete, G.: **A new suprising use of the electrical generators in motor vehicles.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, August 1980, p. 266

The paper gathers elements related to the use of d.c. electrical generators as welding sources for the equipment of heavy vehicles. This is of great importance in case of certain insulation or field failures that require repairing through welding.

D C 621.314 : 621.3.045

THREE—PHASE TRANSFORMERS
WINDINGS

Covrig, M., Togui, L.: **Quick dimensioning method for the windings of three-phase transformers with mean and small voltages.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, August 1980, p. 269

The dimensioning method presented in the paper considers, from the first calculation step, all the values required by the project theme, the experience in manufacture and the actual standards, leading thus, in the initially given conditions, to one solution only for the specified ratio of the current density in the windings. It is demonstrated that any new calculation way supposes the modification of the column diameter or of the ratio of the current densities in the windings.

SOMMAIRE

CD 621.398 : 620.1.05

STAND ESSAI ÉLECTROMÉCANISMES
VOIES FERRÉES ÉLECTRIQUES
COMMANDE A DISTANCE

Herşcovici, B., Tuşaliu, P., Bălăşoiu, T.: **Eléments nouveaux dans la conception d'un stand d'essai d'électroméeanismes d'entraînement des aiguilles de voies ferrées électriques.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aout 1980, p. 241

Dans cet ouvrage on présente concisément un stand d'essai pour les électromécanismes d'entraînement des aiguilles de voies ferrées électriques, contract finalisé dans des conditions efficientes, y annalysant d'un point de vue critique quelques variantes de schémas.

On y décrit également les calculs afférents aux principales parties composantes pour la solution adoptée.

CD 621.317.39.084.2 – 52

TRADUCTEURS
MESURES NUMÉRIQUES
AUTOMATISATIONS

Budişan, N., Băbuţia, I., Sisak, E., Ciorogar, L.: **Convertisseur digital pour les paramètres des fluides.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aout 1980, p. 248

On y présente un procédéet un dispositif pour la conversion directe en forme digitale, des paramètres des fluides, sans que la conversion préalable en grandeur électrique analogique soit nécessaire.

CD 621.3.014.314 : 621.316.923.1

PHÉNOMÈNES PRÉARC
COUPE-CIRCUITS

Tomoioaga, R.: **Considérations sur les phénomènes préare aux coupeeireuits à grande capacité de coupure et ultra--rapides.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aout 1980, p. 251

Dans cet article on présente quelques aspects des processus existants avant l'apparition de l'arc électrique dans le cas des coupe-circuits à grande capacité de coupure et ultra--rapides.

CD 621 – 79 : 621.3.08

TRADUCTEUR HALL
PRESSION DES FLUIDES
DISPOSITIF À CLOCHE

Heler, A.: **Dispositif à eloche et traducteur Hall pour mesurer enregistrer et régler la pression des fluides.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aout 1980, p. 258

L'ouvrage décrit un dispositif pour mesurer, enregistrer et régler les surpressions et les sous-pressions des fluides, qui constitue une complétation des méthodes de mésure par voie électrique des grandeurs non-électriques, comme par exemple dans le cas des pressions.

CD 621.375.4 : 621.3.029.3 : 621.317.73

INDUCTANCE SIMULÉE
AMPLIFICATEUR SÉLECTIF

Constantinescu, A. D.: **Amplificateur sélectif dans le domaine de l'audiofréquence, à inductance frittée ayant pour composant essentiel un transistor bipolaire.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aout 1980, p. 263

On y présente la conception d'un transistor à réactance inductive ayant la possibilité de régler la valeur de l'inductance et le facteur de qualité ainsi que l'utilisation de celui-ci à un amplificateur sélectif à 1000 Hz.

CD 621.313.12 : 629.113

GÉNÉRATEURS ÉLECTRIQUES C.C.
AUTOMOBILES
SOURCES DE C.C.

Olaru N., Rogobete, G.: **Une utilisation tout à fait inédite des générateurs électriques des automobiles.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aout 1980, p. 266

L'article contient des éléments portant sur l'emploi des générateurs électriques de c.c., avec lesquels sont pourvus les véhicules automobiles lourds, en tant que sources de soudure. Cela présente une importance particulière dans certaines conditions d'isolation ou défauts qui nécessitent des réparations par soudure.

CD 621.314 : 621.3.045

TRANSFORMATEURS TRIPHASÉS
ENROULEMENTS

Covrig, M., Togui, L.: **Méthode pour dimensionner rapidement les enroulements des transformateurs triphasés de moyennes et basses tensions.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 6, aout 1980, p. 269

La méthode de dimensionnement présente danscet ouvrage prend en considération, dés la première étape de calcul, toutes les grandeurs imposées, par le thème de projet, l'expérience de fabrication et les standards actuels, faisant aboutir, dans des conditions initiales données, à une seule solution pour un rapport précisé des densité de courant des enroulements. On souligne le fait que toute nouvelle variante de calcul suppose la modification du diamètre de la colonne et du rapport des densités de courant des enroulements.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 6

CZ 621.398 : 620.1.05

STAND DE ÎNCERCARE ELECTROMECANISME
CĂI FERATE ELECTRIFICATE
COMANDA DE LA DISTANŢĂ

Elemente de noutate în concepţia unui stand de încercare a electromecanismelor de acţionare a macazelor de căi ferate electrificate

BERCU HERŞCOVICI, PETRE TUŞALIU, TATIANA BĂLĂŞOIU*-CRAIOVA

1. Justificarea lucrării

Cerinţele actuale de modernizare şi simplificare a comenzilor, controlului şi protecţiei în domeniul transporturilor feroviare impun utilizarea unor echipamente complexe şi corelat cu acestea, existenţa unor metode de încercare bine puse la punct care să ofere rezultatele precise impuse de domeniul siguranţei circulaţiei.

Pentru a răspunde acestor cerinţe, s-au elaborat şi analizat critic mai multe variante de standuri pentru încercarea electromecanismelor de acţionare a macazelor de căi ferate electrificate (fabricate în serie de către Secţia de producţie industrială aparataj, comutaţie, telecomandă — SPIACT — CFR Craiova), variante din care s-a optat, în final, pentru cea mai avantajoasă din punct de vedere tehnico-economic. În prezent electromecanismele de acţionare a macazelor sînt supuse, în conformitate cu norma internă a SPIACT, la două tipuri de probe şi anume [1,8]:

1 — încercarea regimului de funcţionare a electromecanismului prin simularea aspectelor întîlnite practic la manevrarea macazelor (suprasarcini datorate înghetului, existenţei unui corp rigid etc); această încercare se desfăşoară în trei etape cu trei valori ale suprasarcinii şi se măsoară timpul în care cremaliera execută cursa utilă;

2 — încercarea de *tablonare*, care constă în acţionarea cremalierei dispozitivului mecanic înainte şi înapoi în sensul dezăvorîrii ei, măsurîndu-se forţa la care are loc deblocarea mecanismului; această încercare are o deosebită importanţă din punct de vedere al siguranţei circulaţiei, deoarece simulează situaţia reală a „atacului fals" al macazului (un tren care ar tinde să treacă pe altă linie decît cea pe care sînt acele de macaz).

Aceste două tipuri de încercări se efectuează pe un stand care prezintă numeroase dezavantaje, atît sub aspectul tehnicităţii, cît şi sub cel al productivităţii muncii, şi anume:

1 — încercările la stand folosesc în permanenţă manopera a patru muncitori: doi pentru manevrarea greutăţilor la încercările de funcţionare şi doi pentru citirea mărimilor necesare, aparatura standului nefiind grupată;

2 — mărimile necesare nu pot fi culese decît însoţite de erori relativ mari, mai ales la încercarea de talonare la care transformarea unităţilor de presiune, citite la manometru în unităţi de forţă, se face după o diagramă ridicată experimental; în plus, datorită şocurilor mari, vibraţiile care însoţesc indicaţia manometrului în momentul dezăvorîrii la *talonare* se traduc în zeci de kgf, ceea ce duce la o eroare considerabilă în determinarea forţei respective;

3 — sistemul de prindere a electromecanismului pe masa standului de probe este greoi şi nesigur;

4 — aspect general inestetic al standului (aparatele împrăştiate, infrastructuri neacoperite, dispozitive neprotejate cu carcase etc).

2. Analiza critică a variantelor constructive propuse

Avînd în vedere aceste deficienţe de principiu, precum şi dezavantajele sesizate de beneficiar, s-au propus şi analizat mai multe variante, grupate în cele ce urmează după modul în care

* Dr. ing. *Herşcovici, B.* este profesor la Facultatea de electrotehnică din Craiova; ing. *Tuşaliu, P.* asistent la aceeaşi facultate; ing. *Bălăşoiu, T.* inginer tehnolog la I.U.G. — Craiova.

se realizează cele două tipuri de încercări (funcţionare şi talonare):

Stand de încercare a electromecanismelor cu frînă electrică

Cunoscîndu-se faptul că în timpul încercării de funcţionare are loc încercarea motorului de c.c. cu excitaţie serie din componenţa electromecanismului la suprasarcină, s-a propus realizarea unui moment de frînare astfel:

— cu ajutorul unui generator de curent continuu care să debiteze pe o rezistenţă de sarcină (metalică sau cu lichid electrolit) de a cărei valoare depinde momentul de frînare creat la arbore;

— cu ajutorul unui motor asincron cu inele care să funcţioneze în regim de frînă contracurent şi al cărui moment de frînare la arbore să poată fi variat în trepte printr-un reostat metalic înseriat în circuitul rotoric [2, 3, 4].

Prima din aceste două variante a fost respinsă deoarece:

— generatorul de c.c. ar trebui să aibă o inerţie foarte mică (amorsare rapidă), avînd în vedere faptul că timpii la încercările de funcţionare sînt mici şi că pe tot parcursul încercării suprasarcina trebuie să fie constantă (ori procesele tranzitorii la generator nu asigură satisfacerea acestei cerinţe);

— turaţia la ieşire este mică şi ar fi necesar un multiplicator de turaţie pentru generator (complicarea părţii mecanice); pe de altă parte eliminarea reductorului prin folosirea turaţiei direct de la motor nu este permisă de norma de încercare;

— întreţinerea unui generator de c.c. este greoaie şi pretenţioasă, iar puterea necesară impune o investiţie serioasă nejustificată de timpul mic de utilizare.

A doua variantă elimină toate aceste deficienţe deoarece un motor asincron creează cuplu rezistent la orice turaţie (inclusiv turaţia zero — ceea ce este avantajos şi pentru încercarea de talonare). Utilizarea unui reostat cu lichid a fost respinsă deoarece nu oferă precizia de reglare cerută (modificarea concentraţiei conduce la valori diferite ale rezistenţei, a cărei reglare trebuie proiectată să fie efectuată automat). În schimb utilizarea unui reostat metalic în trepte cu schemă de comandă cu contactoare şi relee cu temporizare nu conduce la erori decît din punct de vedere al regimului termic, timpii de încercare fiind mici şi solicitarea făcîndu-se cu curenţi nu prea mari (70 A), modificarea valorii treptei de rezistenţă prin creşterea temperaturii nu conduce la erori dincolo de nivelul impus.

Stand de încercare a electromecanismelor cu frînă electromagnetică

Această variantă a fost propusă cunoscîndu-se experienţa acumulată în proiectarea frînelor electromagnetice la Facultatea de Electrotehnică din Craiova. Gama de puteri pentru care s-au proiectat aceste frîne este destul de mare şi în plus există deja o metodică de proiectare pusă la punct.

Principiul de funcţionare a unei frîne electromagnetice se bazează pe crearea unui moment de frînare asupra unui disc ce primeşte mişcarea motorului şi în care se induc prin efect Foucault, curenţi de către un cîmp magnetic creat de un electromagnet avînd curent de excitaţie reglabil.

Varianta de stand cu frînă electromagnetică necesită însă existenţa unei turaţii destul de mari (la turaţii mici frînarea nu este eficientă) ceea ce ar impune utilizarea unui multiplicator de turaţie în trepte şi implicit tolerarea unor erori date de frecările mecanice. Sistemul de măsurare a forţei la cremalieră (deci a cuplului de frînare realizat) este simplu şi se realizează cunoscînd dependenţa suprasarcinii de curentul de excitaţie utilizat. Frîna poate fi realizată cu rotorul din magneţi permanenţi de tip ceramic (sinterizaţi) şi circuitul de comandă pe stator ceea ce conferă avantajul unei compactităţi avansate.

Cu toate că inerţia sistemului propus în această variantă este mică, faptul că sînt necesare turaţii mari pentru frînare eficientă (cu valori acceptabile ale puterii sursei de alimentare) a condus la eliminarea acestei soluţii.

Stand pentru încercarea electromecanismelor cu două electromecanisme montate în opoziţie

Această variantă propune utilizarea, pe lîngă electromecanismul de încercat, a încă unui electromecanism „etalon" montat în opoziţie şi care să creeze suprasarcina necesară încercării de funcţionare. Soluţia aceasta, datorită simplităţii ei, precum şi avantajului că oferea rezolvarea problemelor într-un timp scurt a fost minuţios analizată şi încercată experimental. Prin măsurarea curentului în circuitul M.c.c. al electromecanismului etalon, se culegeau informaţii despre suprasarcina la cremalieră.

Această variantă nu a fost acceptată în final deoarece nu permitea unificarea modului de realizare a celor două tipuri de încercări şi, de asemenea, *etalonarea* electromecanismului nu era posibilă în condiţiile erorilor care însoţesc încercările în standul actual (existent).

Stand pentru încercarea electromecanismelor cu sistem de greutăţi variabil, comandat de la distanţă

Un mijloc foarte precis de măsurare a forţelor de frînare şi care se înscrie în acelaşi timp pe tipicul standului existent, este acela al

folosirii unor greutăți calibrate care să creeze un cuplu rezistent la arborele motorului electromecanismului.

Standul ar fi prevăzut cu un set de greutăți-disc, astfel ca să se poată realiza suprasarcinile cerute de norma internă de încercare prin combinarea lor în diferite moduri. Greutățile sînt preluate pe o tijă cu ajutorul unui sistem pur mecanic sau electromecanic.

Primul, cel pur mecanic (fig. 1 și fig. 2) are la bază un sistem de pîrghii și resoarte cu care să se poată face acționarea greutăților, folosind

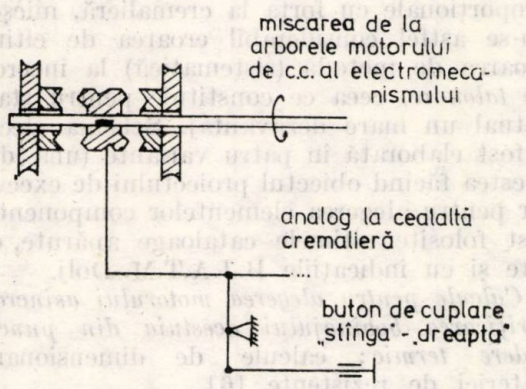


Fig. 1. Sistemul mecanic de transmitere a cuplului de frînare la cremalierele electromecanismului.

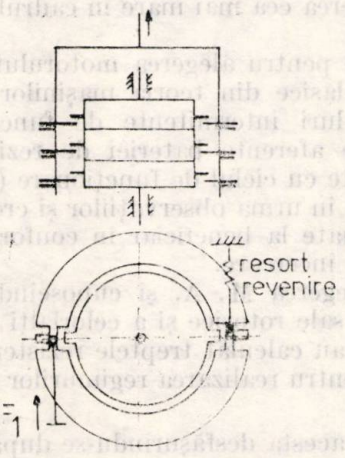


Fig. 2. Sistemul de realizare a cuplului de frînare cu greutăți calibrate.

principiul efectuării unui anumit lucru mecanic printr-o forță mică și o cursă mare. Evident, acest sistem de acționare trebuie prevăzut în imediata apropiere a mesei standului, fără ca de aici să decurgă dezavantajul descentralizării aparaturii de comandă, control, semnalizare și măsură pentru că se poate proiecta un pupitru modular amplasat în apropierea blocului de comandă laîndemîna operatorului.

Sistemul electromecanic este conceput pe baza unor electromagneți acționați de la pupitrul de comandă și prin care se execută combinarea de la distanță a greutăților pe tijă.

Pentru folosirea acestei variante pentru ambele sensuri de mișcare ale cremalierelor pot fi folosite alternativ două roți cuplate pe același ax (cîte una pentru fiecare sens de rotație) cu posibilitate de angrenare comandată mecanic printr-un pinion (fig. 1).

Această soluție nu prezintă un grad înalt de tipizare, impune revizii și reglaje frecvente și evitarea deteriorării greutăților calibrate. De asemenea, această variantă impune existența unor infrastructuri care atrag implicit o serie de măsuri suplimentare de protecția muncii.

Observație : soluțiile propuse pentru posibilitatea efectuării încercării de talonare au vizat, în principal, eliminarea erorilor mari de citire preconizîndu-se în acest sens combinarea uneia din variantele analizate mai sus — pentru încercarea de funcționare — cu o soluție bazată pe exercitarea unei forțe mari dată de o pompă de presiune cu ulei — pentru încercarea de *talonare*. Pentru eliminarea erorilor datorate vibrațiilor acului indicator la atingerea forței de talonare s-a propus utilizarea unui traductor de presiune (eventual cu posibilitate de înregistrare a eforturilor) sau a unui manometru de maxim prevăzut eventual și cu amortizor de vibrații.

3. Descrierea soluției adoptate

În urma analizei soluțiilor propuse, a dezavantajelor semnalate și a modului în care acestea pot fi înlăturate s-a recurs la proiectarea unui stand de încercare a electromecanismelor, cu motor asincron cu inele, de la care transmiterea momentului de frînare și a momentului de *talonare* să se efectueze prin intermediul unui angrenaj mecanic cu lanț, roată dințată și cremalieră (fig. 3).

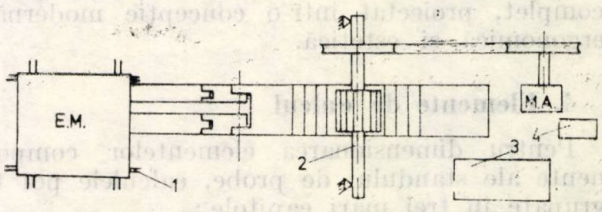


Fig. 3. Schema generală a amplasării subansamblelor standului pentru varianta adoptată : *1*. masa de susținere cu sistemul de fixare a electromecanismului ; *2*. sistemul de transmitere a mișcării (angrenaj cremalieră-roată dințată, angrenaj lanț Galle cu roată de lanț) ; *3*. pupitrul cu elementele de comandă, blocaj și semnalizare ; *4*. cutie de rezistențe de frînare contracurent.

Prin inversarea sensului la motorul asincron este asigurată posibilitatea de a efectua încercări pentru ambele sensuri de deplasare ale cremalierei electromecanismului. Momentul creat la arborele motorului este transmis prin intermediul unei roți de lanț și a unui lanț cu zale, la o roată dințată și de aici la cremalieră care primește suprasarcina sub forma unei forțe *constantă pe tot timpul încercării* (cerință esen-

ţială a normelor de încercare). Această forţă poate fi obţinută, indiferent de viteza cremalierei şi, deci, de viteza unghiulară a rotorului M.A., prin schimbarea adecvată a treptelor rezistenţei suplimentare înseriată în circuitul rotoric [5], [6].

Încercarea de *talonare* se efectuează automat, prin schimbarea treptelor reostatului obţinînd cinci trepte de forţe menţinute cîte 6 secunde aplicate în ordine crescătoare, succesiv pînă la deblocarea ambreiajului de *talonare*.

Pentru rezistenţă s-a recurs la utilizarea unor elemente rezistive metalice, stanţate, din tablă silicioasă grupate în module, din a căror combinare să poată fi realizată valoarea dorită. Gruparea se face automat cu o schemă electrică cu contactoare şi relee şi este comandată printr-un buton (cîte unul pentru fiecare valoare de forţă necesară) de la pupitrul de comandă, control şi semnalizare.

Standul este prevăzut, de asemenea, cu toate elementele de măsură necesare, inclusiv cu traductoare, care asigură culegerea informaţiilor sub forma unor mărimi electrice şi un înregistrator a cărui fişă să poată fi ataşată fişei de încercare a electromecanismului.

Schema electrică a standului a fost concepută astfel încît să răspundă tuturor cerinţelor de protecţie, semnalizare, măsurare şi control impuse de norme şi de specificul încercărilor. Astfel, s-a urmărit, pe lîngă realizarea combinaţiilor dorite ale modulelor reostatului — corelat cu semnalizările şi protecţiile corespunzătoare — şi satisfacerea cerinţelor legate de anularea unor comenzi greşite sau protecţia în cazul suprapunerii comenzilor [7].

Toate elementele de comandă, semnalizare, măsurare şi înregistrare sînt grupate în blocuri, pe funcţii, şi sînt centralizate într-un pupitru complet, proiectat într-o concepţie modernă, ergonomică şi estetică.

4. Elemente de calcul

Pentru dimensionarea elementelor componente ale standului de probe, calculele pot fi grupate în trei mari capitole :

Calcule pentru dimensionarea elementelor componente ale sistemului de transmisie mecanică a suprasarcinilor la cremalieră. Acest capitol nu prezintă elemente de noutate fiind, în principal, axat pe relaţiile din rezistenţa materialelor de verificare şi dimensionare. Probleme deosebite nu s-au ivit decît la dimensionarea lanţului cu zale (Galle) care în mod obişnuit se proiectează în funcţie de viteza la care are loc transmisia, viteză care în cazul încercării de *talonare* este nulă. (În acest sens se poate afirma că a fost elaborată o metodică originală de calcul de dimensionare, alegere şi verificare a unui lanţ Galle — cunoscut fiind faptul că acest element este caracteristic transmisiilor în mişcare cu viteze considerabile — iar metodica existentă nu s-ar fi putut aplica în nici un caz vitezelor mici atinse în cazul acestor electromecanisme).

Calcule pentru dimensionarea şi alegerea elementelor schemei electrice de comandă, protecţie, semnalizare, măsurare şi înregistrare. Ca element deosebit în acest capitol a fost calculat un traductor (forţă-deplasare-tensiune) cu resort şi potenţiometru pentru toată gama de forţe de suprasarcină inclusiv suprasarcina de *talonare*. Sistemul este deosebit de simplu şi avantajos şi permite înregistrarea unei tensiuni proporţionale cu forţa la cremalieră, micşorîndu-se astfel considerabil eroarea de citire şi eroarea de metodă (sistematică) la încercarea de *talonare*, ceea ce constituie pentru standul actual un mare dezavantaj. Schema electrică a fost elaborată în patru variante (una dintre acestea făcînd obiectul proiectului de execuţie), iar pentru alegerea elementelor componente au fost folosite ultimele cataloage apărute, corelate şi cu indicaţiile B.J.A.T.M.-Dolj.

Calcule pentru alegerea motorului asincron şi verificarea bobinajului acestuia din punct de vedere termic; calcule de dimensionare a bateriei de rezistenţe [6].

Acest capitol are o importanţă deosebită datorită numeroaselor elemente de noutate pe care le cumulează şi de aceea este însoţit şi de ponderea cea mai mare în cadrul proiectului.

Calculele pentru alegerea motorului asincron sînt cele clasice din teoria maşinilor electrice, pentru cicluri intermitente de funcţionare.

Calculele aferente bateriei de rezistenţe au fost corelate cu ciclul de funcţionare (încercare) determinat în urma observaţiilor şi cronometrărilor efectuate la beneficiar în conformitate cu norma de încercare.

După alegerea M. A. şi cunoscînd valoarea rezistenţei sale rotorice şi a celorlalţi parametri necesari, s-au calculat treptele rezistenţei suplimentare pentru realizarea regimurilor de frînare dorite.

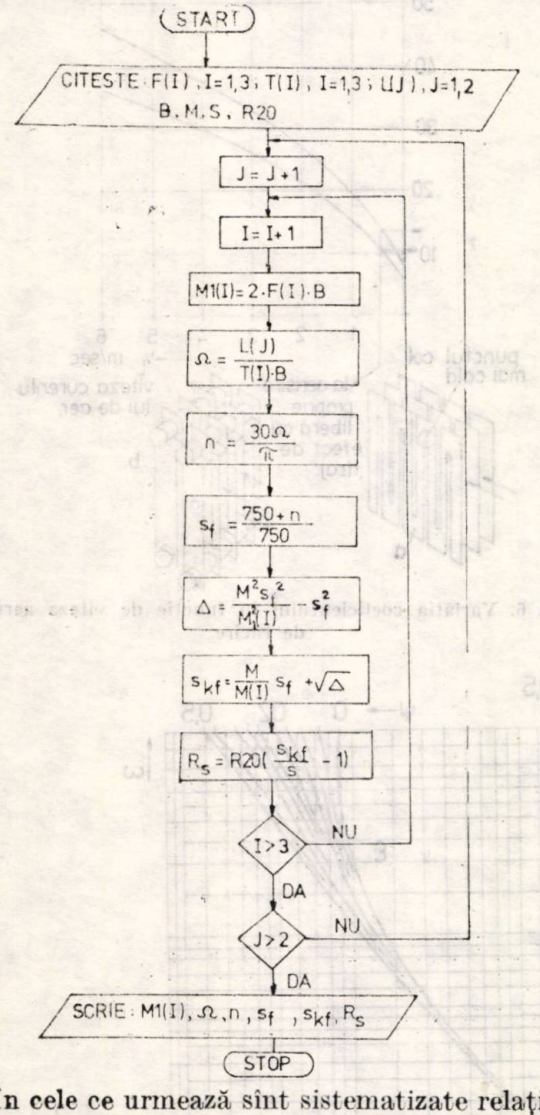
Calculul acesta desfăşurîndu-se după un algoritm, s-a rulat un program pe calculatorul numeric după schema logică din anexa 1.

Deoarece pentru realizarea practică a bateriei de rezistenţe s-au utilizat elemente rezistive metalice stanţate din tablă silicioasă, s-a impus un calcul termic exact de verificare a acestora. Pentru acest calcul, literatura de specialitate nu indică decît relaţii generale fără a răspunde problemelor specifice ridicate de necesitatea unor nomograme şi tabele cu date experimentale. De aceea s-a căutat punerea la punct a unei metodici de proiectare şi verificare a unui reostat pentru M.A. cu inele, pentru toate tipurile de încărcări standardizate (de scurtă durată, intermitentă, intermitentă cu încărcări de durate şi intensităţi diferite, continuă,

continuă cu încărcări de timp scurt). În cadrul acestei metodici s-a urmărit determinarea unor relații de calcul a temperaturii maxime atinsă de elementele rezistive în timpul ciclului de încercare pentru diferite configurații ale acestuia, obținute prin luarea pe rînd în considerare a punctelor în care se bănuiește solicitarea maximă. Calculul se face așadar, în mai multe etape pentru determinarea temperaturii maxime și a acelei configurații a ciclului care este cea mai dezavantajoasă (începutul ciclului poate fi luat oriunde) după care se trece la dimensionarea sau la verificarea reostatului.

Anexa 1

Schema logică a programului „Calcul trepte reostat frînare"



În cele ce urmează sînt sistematizate relațiile care intervin în calculele de proiectare și verificare, mărimile specificate avînd următoarea semnificație :

E — energia degajată pe ciclu, în J;
t_c — durata ciclului;
t_b — timpul de încărcare;
z — constanta de timp : $z = \frac{Gc}{S \cdot \alpha}$;
S — suprafața rezistenței, în m²;
G — masa rezistenței, în kg;
C — căldura specifică, în J/kg·°K;

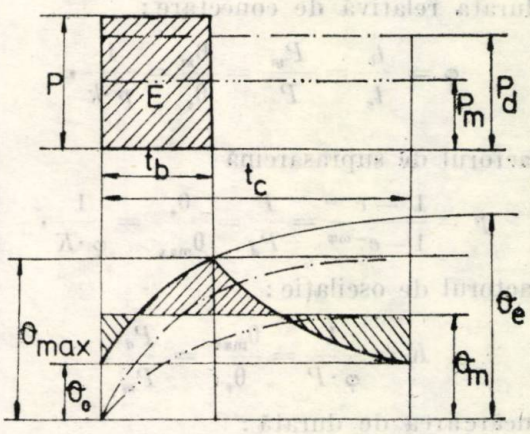


Fig. 4. Variația temperaturii în cursul unui ciclu cu o singură încărcare, echivalent cu ciclul real.

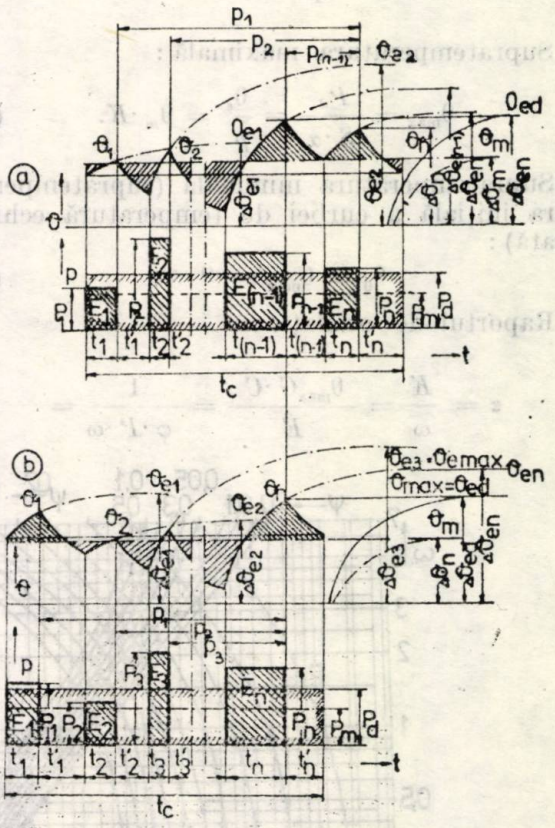


Fig. 5. Variația temperaturii în cursul unui ciclu de încărcări de durată și intensitate diferite.

α — coeficient de conductibilitate termică, în J/m²·h·°K;

$$P = \frac{E}{t_b}; \quad P_m = \frac{E}{t_c}; \tag{1}$$

$$\theta_e = \frac{P}{S \cdot \alpha}; \quad \theta_m = \frac{P_m}{S \cdot \alpha}, \tag{2}$$

raportul timpului ciclului $\omega = \frac{te}{Z}$, (3)

durata relativă de conectare:

$$\varphi = \frac{t_b}{t_c} = \frac{P_m}{P} = \frac{\theta_m}{\theta_e} = \frac{1}{p \cdot k}, \quad (4)$$

factorul de suprasarcină:

$$p = \frac{1 - e^{-\omega}}{1 - e^{-\omega\varphi}} = \frac{P}{P_d} = \frac{\theta_e}{\theta_{max}} = \frac{1}{\varphi \cdot K}, \quad (5)$$

factorul de oscilaţie:

$$K = \frac{1}{\varphi \cdot P} = \frac{\theta_{max}}{\theta_e} = \frac{P_d}{P_m}, \quad (6)$$

încărcarea de durată:

$$P_d = \frac{P}{p} = P_m \cdot K. \quad (7)$$

Supratemperatura maximală:

$$\theta_{max} = \frac{P_d}{S \cdot \alpha} = \frac{\theta_e}{p} = \theta_m \cdot K. \quad (8)$$

Supratemperatura minimală (supratemperatura iniţială a curbei de temperatură echilibrată):

$$\theta_0 = \theta_{max}\, e^{-\omega(1-\varphi)}. \quad (9)$$

Raportul de oscilaţie:

$$\varepsilon = \frac{K}{\omega} = \frac{\theta_{max} G \cdot C}{E} = \frac{1}{\varphi \cdot P \cdot \omega} = \frac{1 - e^{-\omega\varphi}}{\omega \cdot \varphi \cdot (1 - e^{-\omega})} = \frac{P_d \cdot Z}{E} = \frac{K \cdot Z}{t_c} = \frac{Z}{p \cdot t_b}. \quad (10)$$

Variaţia coeficientului α în funcţie de viteza cu care circulă aerul de răcire (pentru rezistenţe ştanţate) este dată în figura 6.

Valorile mărimilor p, K, E pot fi luate din diagrama figurii 7 ca funcţii de ω, tabelul 1.

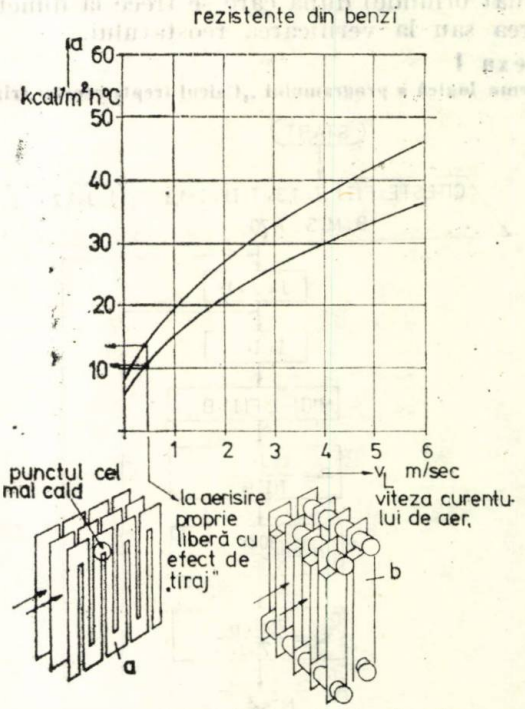


Fig. 6. Variaţia coeficientului în funcţie de viteza aerului de răcire.

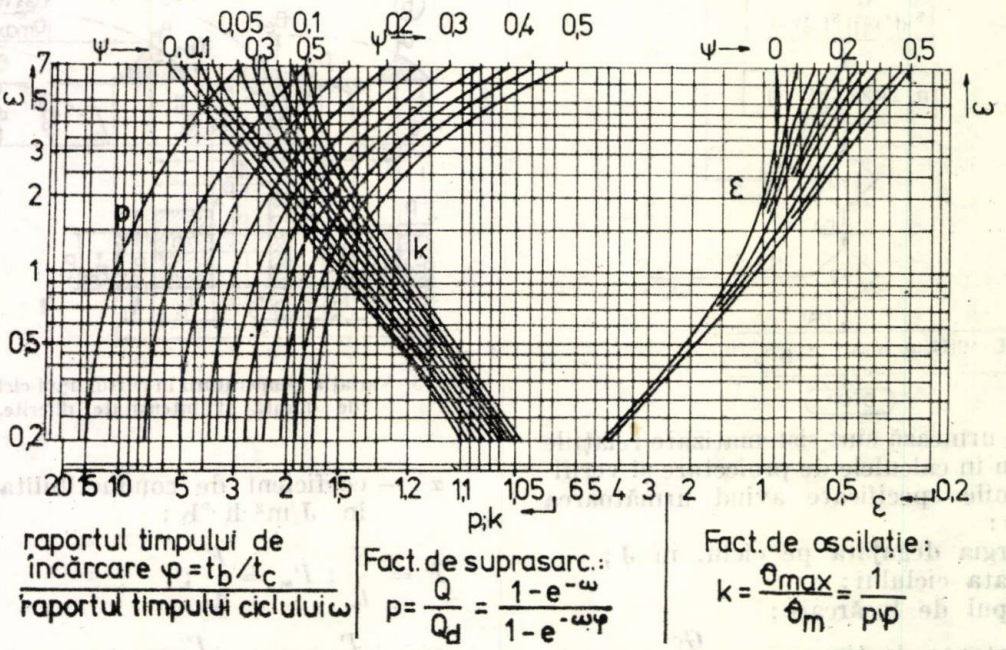


Fig. 7. Diagrama de variaţie a mărimilor p, k, E în funcţie de ω și φ.

Anexa 1. Schema logică a programului „Calcul treptes reostat-frînare".

Tabelul 1

1. Se dă : — programul de încărcare : E, t_c, t_b, — forma constructivă a a rezistenței : $\frac{G}{S}$, e, — supratemperatura maximă admisă $\Delta\theta_{max}$; — viteza aerului de răcire ; — coeficientul de conductibilitate termică α.	2. Se dă : — programul de încărcare : E, t_b, t_c, — forma constructivă a rezistenței și masa sau suprafața : $\frac{G}{S}$, G sau S și c ; — supratemperatura maximă admisă $\Delta\theta_{max}$.
Se cere : — suprafața necesară S a rezistenței.	Se cere : — coeficientul de conductibilitate termică α care corespunde unei anumite viteze a aerului.
$P = \frac{E}{t_b}$	$P = \frac{E}{t_b}$
$\varphi = \frac{t_b}{t_c}$	$\varphi = \frac{t_b}{t_c}$
$z = \frac{G}{S} \cdot c \frac{1}{\alpha}$	$\varepsilon = \frac{G \cdot c \cdot \Delta\theta_{max}}{E} = \frac{k}{\omega}$
$\omega = \frac{t_c}{z}$	ω din diagramă
$p = \frac{1 - e^{-\omega}}{1 - e^{-\omega\varphi}}$ sau din diagramă	$z = \frac{t_c}{\omega}$
$P_d = \frac{P}{p}$	$\alpha = \frac{G \cdot c}{z \cdot S}$
$S = \frac{P_d}{\Delta\theta_{max} \cdot \alpha}$	—

Dacă o rezistență se încarcă astfel încît în ciclul de încărcare ce se repetă periodic se întîlnesc încărcări de diferite valori, iar în pauze nu are loc o răcire pînă la supratemperatura minimă, atunci modul de încărcare pentru acest fel de ciclu este cel din figura 5 în care :

$$E_{tot} = E_1 + E_2 + \ldots + E_n, \tag{11}$$

$$P_m = \frac{E_{tot}}{t_c}, \tag{12}$$

$$\Delta\theta_m = \frac{P_m}{S}, \tag{13}$$

$$K = \frac{\Delta\theta_{max}}{\Delta\theta_m}, \tag{14}$$

$$Pd = K \cdot P_m. \tag{15}$$

După forma programului de încărcare (fig. 5) supratemperatura maximală poate să fie cea de la sfîrșitul unui ciclu arbitrar de cedare de energie. Supratemperatura care se întîlnește la sfîrșitul ultimei încărcări în decursul unui ciclu, se calculează cu relația :

$$\Delta\theta_{max} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta\theta_e (1 - e^{-\frac{t_i}{z}}) e^{-\frac{P_i}{z}}}{1 - e^{-\frac{t_c}{z}}}. \tag{16}$$

Pentru a obține cu această relație temperatura maximală în decursul unui ciclu, trebuie să fie stabilită încărcarea cea mai mare, care se realizează prin schimbări ciclice ale încercărilor parțiale sau individuale, la sfîrșitul ciclului de încărcare (fig. 5, 6).

Dacă nu se recunoaște fără dificultate care încărcare are drept consecință cea mai mare temperatură, atunci trebuie ca aspectul încercării să fie modificat în sensul dat mai sus, de atîtea ori pînă cînd această încercare se află la sfîrșitul ciclului de încărcare.

Calculele au fost efectuate pentru bateria de rezistențe conform încărcării stabilite și s-a verificat dacă alegerea reostatului a fost corect făcută.

De altfel, această verificare s-a efectuat și prin experimentări în sensul că s-au solicitat elementele rezistive conform celui mai greu ciclu de încărcare și aceasta în diferite medii (aer, apă, ulei). Experimentările s-au efectuat în colaborare cu fabrica de aparataj „Electroputere" —Craiova și rezultatele lor au fost deosebit de utile. S-a studiat de asemenea prin experimentări și influența poziției elementelor rezistive, constatîndu-se și confirmîndu-se practic, un efect calculat teoretic și anume că în poziție orizontală cedarea de căldură este mai mare datorită efectului de „tiraj" dat de profilul ștanțat al elementelor.

5. Concluzii

Proiectul standului de încercare a electromecanismelor de acționare a macazelor de căi ferate electrificate răspunde integral cerințelor tehnice și economice impuse prin tema de contract cu S.P.I.A.C.T. — C.F.R. Craiova, prezentînd numeroase elemente de interes, dintre care menționăm :

— conceperea și realizarea schemei electrice a standului, astfel încît acesta să răspundă tuturor cerințelor de protecție, semnalizare, măsurare și control impuse de normele și specificul încercărilor ;

— prevederea în cadrul schemei de măsurare a tuturor elementelor necesare, inclusiv a unor traductoare destinate culegerii informațiilor sub

forma de mărimi electrice, precum și a unui înregistrator a cărui fișă să poată fi atașată fișei de încercare a electromecanismului;

— de asemenea, realizarea condițiilor necesare în vederea anulării unor comenzi greșite și funcționării protecției la suprapunerea comenzilor;

— realizarea automată a combinațiilor dorite de module de rezistență, corelată cu semnalizările și protecțiile corespunzătoare;

— gruparea pe blocuri și funcții, cu centralizarea într-un pupitru modul, a elementelor de comandă, semnalizare, măsurare și înregistrare;

— elaborarea unei metodici originale referitoare la calculul de dimensionare, alegere și verificare a unui lanț Galle, utilizat la transmisia mecanică a suprasarcinilor la cremalieră;

— calculul unui traductor (forță-deplasare-tensiune) cu resort și potențiometru pentru întreaga gamă de forțe de suprasarcină inclusiv suprasarcina de *talonare*;

— calculul de proiectare a bateriei de rezistență, corelat cu calculul de funcționare a motorului asincron, utilizînd un program pe calculator numeric;

— punerea la punct a unei metodici de proiectare și verificare a unui reostat de la un motor asincron cu inele, pentru întreaga gamă standardizată de încărcări (scurtă durată; intermitentă; intermitentă cu încărcări de durată și intensități diferite; continuă și continuă cu încărcări de timp scurt).

Bibliografie

[1] *Herșcovici, B., Bălășoiu, T.* Stand de încercare a electromecanismelor de acționare a macazelor de căi ferate electrificate. Contract de cercetare-proiectare nr. 14015/8.12.1978 între Facultatea de electrotehnică și SPIACT — Regionala CFR Craiova.

[2] *Bofan, N. V.* Bazele calculului acționărilor electrice. Ed. Tehnică, București, 1970.

[3] *Brașovan, M.* Acționări electromecanice. Ed. didactică și pedagogică, București, 1967.

[4] *Bofan, N. V.* Reglarea vitezei sistemelor de acționare electrice. Ed. Tehnică, București, 1974.

[5] * * * Electrische Stellwiederstände. Aktiebolaget kanthal — Hallstajammar, Schweden (l. germană).

[6] *Vesenevski, S. N.* Caracteristicile motoarelor utilizate în acționările electrice. Ed. Tehnică, București, 1969 (traducere adaptată după ediția a V-a în l. rusă).

[7] *Gheorghiu, M.* Echipamente electrice pentru centrale și stații. Ed. didactică și pedagogică, București, 1975.

[8] * * * Norma internă pentru încercarea electromecanismelor de acționare a macazelor EM4 și EM5 SPIACT — CFR — Regionala Craiova.

CZ 631.317.39.084.2–52

TRADUCTOARE, MĂSURĂRI NUMERICE, AUTOMATIZĂRI

Convertor numeric pentru parametrii fluidelor

NICOLAE BUDIȘAN, IOAN BABUȚIA, ERNEST SISAK, LIA CIOROGAR* — TIMIȘOARA

În lucrare se prezintă un procedeu și un dispozitiv de conversie directă, în formă numerică, a parametrilor fluidelor, fără a fi necesară conversia prealabilă în mărime electrică analogică [1]. Dispozitivul preconizat poate fi folosit la afișarea numerică, în sistemele numerice de prelucrare a informației despre parametrii fluidelor, în cele de reglare automată a acestora și în sistemele de conducere cu calculatorul a proceselor în care intervin parametrii fluidelor.

Necesitatea cunoașterii cu precizie tot mai ridicată a valorii și modului de variație a parametrilor unor procese în care intervin elemente fluide, la care se alătură avantajele cuplării lor cu calculatorul în scopul conducerii optimale determină realizarea unor dispozitive moderne bazate pe tehnica numerică de măsură, dispozitive destinate culegerii informațiilor despre parametrii fluidelor (presiune, debit etc). Trebuie soluționată așadar problema conversiei acestor mărimi în semnal electric discret codificat binar, semnal a cărui prelucrare, transmitere, memorare, afișare, tipărire este mult mai precisă și mai avantajoasă decît sub formă analogică.

În continuare se prezintă o modalitate de conversie, în scopul afișării numerice a valorii unor mărimi ce pot fi puse în corespondență cu variațiile nivelului unui lichid dintr-un traductor primar. Mărimea de intrare este sesizată de traductor, care o convertește în semnal electric binar constînd din nivele de tensiune. Pentru afișare s-a ales un numărător electronic universal funcționînd în regim de frecvențmetru, situație în care el contori-

* Dr. ing. *Budișan, N.* și dr. ing. *Babuția I.* sînt profesori la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic „T. Vuia" din Timișoara, *Sisak, E.* este cercetător principal I la Facultatea de mecanică a aceluiași institut, iar *Ciorogar, L.* este ingineră la Întreprinderea de aparate electrice pentru măsurat din Timișoara.

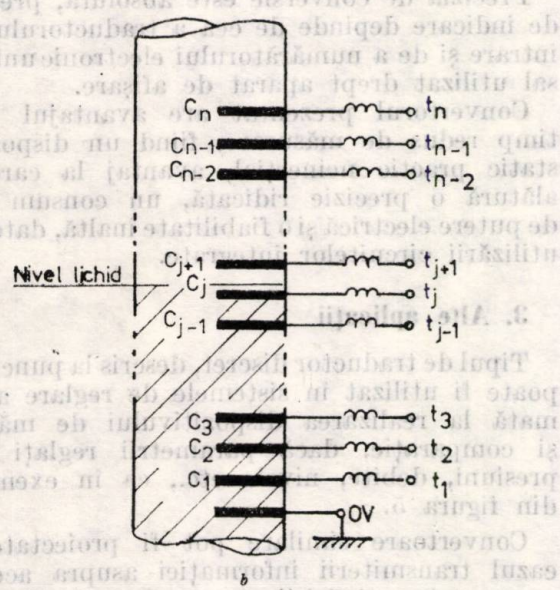
zează numărul impulsurilor primite la intrare într-un interval de timp dat. Este necesară deci o transformare a semnalului electric, dat de traductorul de intrare, în număr corespunzător de impulsuri, operație realizată de convertorul de cod.

1. Prezentarea traductorului primar de intrare

Traductorul are la bază principiul contactelor electrice lichid-metal. El transformă variațiile mărimii de intrare în deplasări ale unei coloane de lichid. În peretele vertical al traductorului sînt implantate contacte metalice legate fiecare într-un circuit electric. Lichidul fiind conductor electric, permite închiderea circuitelor electrice prin el. Lichidului i se asigură potențialul de OV prin legarea sa la masă. Circuitul electric este deschis atîta timp cît lichidul se află sub nivelul contactului respectiv și închis la atingerea contactului de către lichid. Contactele vor avea un potențial diferit de zero în primul caz și nul în cel de-al doilea caz. Rezultă astfel un semnal de ieșire electric al traductorului primar constînd din nivele

Nivel lichid în traductor	t_1	Ieșirile traductorului de intrare			
		$t_2 \dots t_{j-1}$	t_j	$t_{j+1} \dots t_{n-1}$	t_n
sub C_1	1	1...1	1	1...1	1
pînă la C_1	0	1...1	1	1...1	1
pînă la C_2	0	0...1	1	1...1	1
pînă la C_{j-1}	0	0...0	1	1...1	1
pînă la C_j	0	0...0	0	1...1	1
pînă la C_{n-1}	0	0...0	0	0...0	1
pînă la C_n	0	0...0	0	0...0	0
peste C_n	0	0...0	0	0...0	0

a



b

Fig. 1. Traductorul primar de intrare: *a* — codificarea semnalului de ieșire din traductor; *b* — principiul constructiv al traductorului. Notații: $C_1, C_2, \dots C_n$ — contacte metalice; $t_1, t_2, \dots t_n$ — ieșirile traductorului; 0 — contact închis; 1 — contact deschis.

de tensiune. Semnalul este de tip binar avînd atîtea ranguri cîte contacte sînt dispuse pe perete și codificînd discret înălțimea coloanei de lichid din tub, deci mărimea măsurată (fig. 1 a, b). Conform [2], contactele se pot implanta la distanță foarte mică unul de altul pe verticală, obținîndu-se o putere de rezoluție ridicată. Prin inclinarea liniei de dispunere a contactelor sau spiralarea ei pe peretele tubular al traductorului, cuanta de nivel sesizată devine și mai mică. Preciziile care se pot obține cu un astfel de traductor sînt aproximativ $\pm 1{,}3 \cdot 10^{-4}$ raportate la valoarea maximă a domeniului de măsură și chiar mai mici.

Traductorul permite măsurarea oricăror mărimi convertibile în variații ale înălțimii coloanei de lichid (debit, presiune, nivele, poziții), precum și utilizarea sa ca dispozitiv de comparație și măsură în sistemele automate de reglare. De asemenea, el poate fi atașat unui traductor convențional cu lichid, domeniul de măsură al ansamblului crescînd considerabil. Ca urmare, crește și precizia relativă a acestuia raportată la valoarea maximă măsurată.

2. Convertorul de cod binar în cod serie unitar

Convertorul conține circuitele de prelucrare a semnalului electric furnizat de traductorul de intrare (cod binar) în scopul transformării în număr de impulsuri (cod serie unitar). Conversia este repetată ciclic la un interval de timp ce constituie perioada de explorare a intrărilor. Principiul de funcționare a convertorului este ilustrat prin schema-bloc din figura 2.

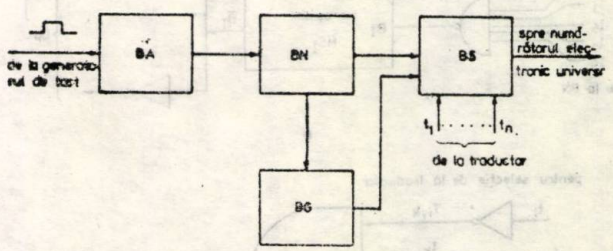


Fig. 2. Schema-bloc a convertorului de cod. Notații: *BA* — — blocul adaptor; *BG* — blocul generator; *BN* — blocul de numărare; *BS* — blocul de selecție.

Blocul de numărare *BN* determină crearea a *n* stări, prin numărarea pînă la *n*. Pe parcursul unei stări se explorează una din cele *n* intrări corespunzătoare celor *n* contacte ale traductorului de intrare. Explorarea se face printr-un impuls generat de blocul generator *BG*. Un bloc de selecție *BS* realizează distribuția impulsurilor de explorare la fiecare intrare, pe rînd, și permite trecerea spre ieșire a acelor impulsuri care corespund contactelor închise. Impulsurile a căror trecere a fost validată vor ajunge succesiv la intrarea dispozitivului de afișare, fiind contorizate. Procesul se repetă electric. Convertorul trebuie să funcționeze sincron cu numără-

torul electronic universal, sincronizare necesară pentru corelarea perioadei de numărare-explorare, determinată de primul, cu perioada de contorizare a celui de-al doilea. Sincronizarea se poate realiza utilizînd drept semnal de tact, necesar convertorului, tocmai semnalul impuls dreptunghiular al bazei de timp proprii a aparatului de afișare, adaptat prin blocul adaptor *BA*.

S-a proiectat și realizat un convertor de cod avînd $n = 100$ de ranguri la intrare, utilizînd circuite integrate *TTL*, de fabricație IPRS-Băneasa. Schemele structurale de principiu ale blocurilor componente sînt date în figura 3 a, b, c, d iar schema logică a întregului convertor de cod în figura 4.

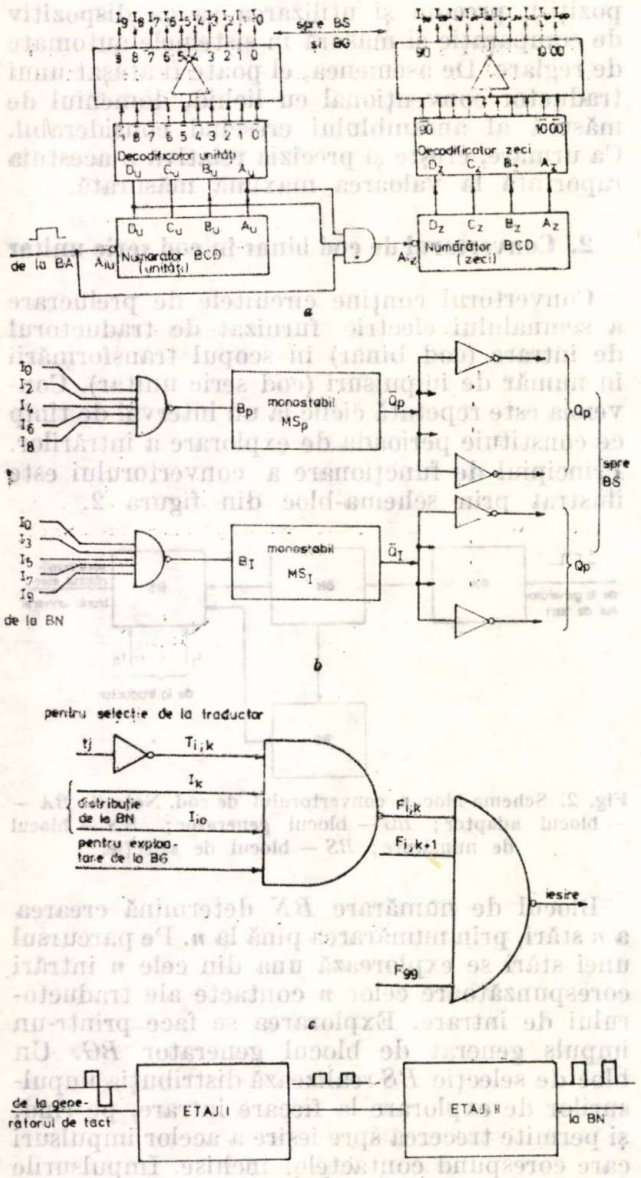


Fig. 3. Schemele structurale de principiu ale blocurilor componente ale convertorului de cod realizat: *a* — blocul de numărare, *BN*; *b* — blocul de generare a impulsurilor de explorare, *BG*; *c* — blocul de selecție, *BS*; *d* — blocul adaptor, *BA*.

Metodologia de proiectare și justificarea ei sînt prezentate în [3].

Parametrii convertorului proiectat sînt: f_i — frecvența de modificare a semnalului de intrare considerat, discret = 1 Hz; n — numă-

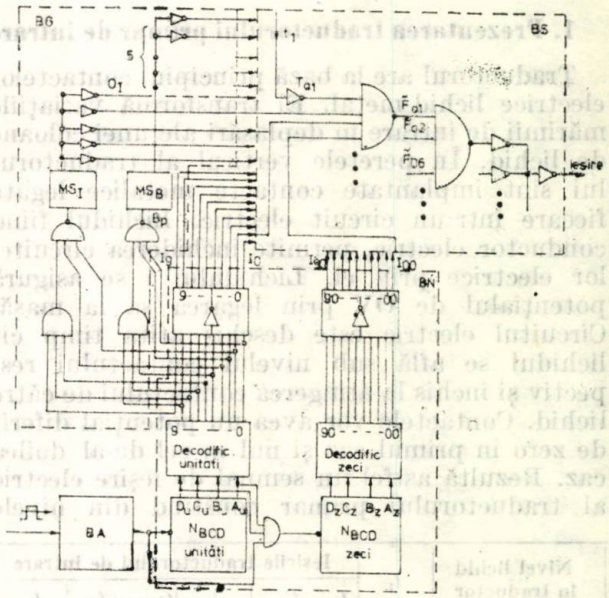


Fig. 4. Schema logică a convertorului de cod.

rul de contacte ale traductorului de intrare = = 99 + nivel zero; T_p — durata impulsului de explorare = 1 μs; $f_{BNC\,max}$ — frecvența maximă de explorare = $10^3 \cdot 100$ Hz. Pentru afișare s-a folosit numărătorul electronic universal E—0202 produs de Întreprinderea pentru aparate electronice de măsurători industriale București.

Precizia de conversie este absolută, precizia de indicare depinde de cea a traductorului de intrare și de a numărătorului electronic universal utilizat drept aparat de afișare.

Convertorul prezentat are avantajul unui timp redus de măsurare, fiind un dispozitiv static practic neinerțial, avantaj la care se alătură o precizie ridicată, un consum mic de putere electrică și o fiabilitate înaltă, datorită utilizării circuitelor integrate.

3. Alte aplicații

Tipul de traductor discret, descris la punctul 2 poate fi utilizat în sistemele de reglare automată la realizarea dispozitivului de măsură și comparație, dacă parametrii reglați sînt presiuni, debite, nivele etc., ca în exemplul din figura 5.

Convertoare similare pot fi proiectate în cazul transmiterii informației asupra acestor parametri, a tipăririi sau memorării ei. Codul de intrare va rămîne același, modificîndu-se codificarea ieșirii în funcție de scopul urmărit.

Utilizînd alte coduri de ieșire și reproiectînd convertorul de cod, se poate realiza, de asemenea,

cuplarea cu circuitele de intrare a unui calculator destinat să conducă procesul caracterizat prin parametrii de tipul amintit, dispozitivul furnizînd date despre valoarea curentă a acestora.

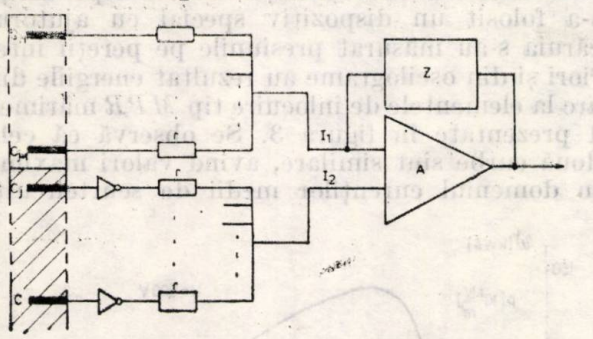


Fig. 5. Exemplu de realizare a unui dispozitiv de măsură şi comparaţie pentru un sistem automat de reglare, utilizînd semnalul dat de traductorul primar.
Notaţii: A — amplificator; Z — circuit de reacţie; r — rezistenţe; I_1 — intrările inversoare ale amplificatorului; I_2 — intrările neinversoare ale amplificatorului.

Bibliografie

[1] Certificat de inventator nr. 66337 OSIM, R. S. România.

[2] Certificat de inventator nr. 56562 OSIM, R. S. România.

[3] *Ciorogar, L.* Convertor numeric de presiune. Proiect de diplomă. Institutul Politehnic „Traian Vuia" — Timişoara, Fac. de Electrotehnică, 1979.

[4] *Penescu, C., Petrescu V.* Măsurarea presiunii în tehnică. Bucureşti, Edit. tehnică, 1968.

[5] *Pop, E., Stoica, V.* Principii şi metode de măsurare numerică. Editura Facla, 1977.

[6] * * * Studiul aparatelor de măsură folosite în diferite ţări la standurile de încercări de modele de turbine, vol. I, Protocol cercetare, I.P.E.E. Reşiţa, 1966.

CZ 621.3.014.31 : 621.316.923.1

FENOMENE PREARC,
SIGURANŢE ELECTRICE,
CURENT ELECTRIC

Consideraţii asupra fenomenelor prearc la siguranţele cu mare putere de rupere şi ultrarapide

TOMOIAGA RADU * — BUCUREŞTI

1. Solicitarea siguranţelor în timpul funcţionării

Încercările de laborator şi observaţiile culese din exploatare, scot în relief faptul că siguranţele sînt solicitate şi se comportă în mod diferit funcţie de intensitatea curenţilor de avarie. De la curenţi reduşi de suprasarcină pînă la scurtcircuite puternice siguranţele trebuie să răspundă cu precizie conform caracteristicilor funcţionale, indiferent de durata existenţei lor în circuitele de alimentare sau reţelele de distribuţie. Păstrarea neschimbată a caracteristicilor se bazează pe soluţii constructive adaptate proceselor termice şi energetice din fuzibil şi coloana arcului. Arderea arcului într-un volum constant este influenţată şi de procesele desfăşurate anterior apariţiei lui, astfel că dimensionarea siguranţelor trebuie să ţină seama de întregul complex de fenomene.

Această lucrare caută să prezinte cîteva aşpecte din procesele desfăşurate înainte de apariţia arcului.

În domeniul curenţilor reduşi de suprasarcină situaţi între curentul nominal şi dublul valorii, lui timpii de fuziune sînt lungi, siguranţele se încălzesc intens iar temperaturile pot atinge valori periculoase, atît pentru carcase, cît şi pentru contacte.

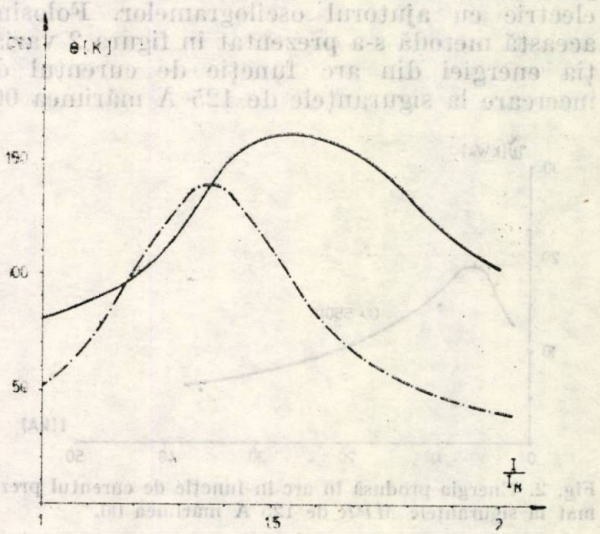


Fig. 1. Încălzirea siguranţelor în domeniul curenţilor de suprasarcină.
Siguranţa *MPR* de 125 A mărimea 00 (—)
Siguranţa ultrarapidă de 125 A (— — —).

În exemplul prezentat în figura 1 încălzirile realizează un maximum în domeniul (1,3 ÷ 1,5) în, zonă în care defec-

* Ing. *Tomoiaga, R.* — Întreprinderea „Electroaparataj" — Bucureşti.

țiunile din structura carcaselor de porțelan pot duce la apariția de fisuri, iar cele din materiale de presare necorespunzătoare se pot carboniza.

Temperaturile ridicate ale mediului de stingere înrăutățesc comutația, întrucît arcul electric se răcește mai greu, iar tensiunea de ținere este mai redusă.

În domeniul curenților de intensitate medie, timpii de fuziune sînt mai mici, solicitările termice devin nepericuloase însă energia disipată de arcul electric ca și cantitatea de metal vaporizat din elementul fuzibil devine maximă. Este domeniul curenților critici, întrucît evaporarea masivă de metal dă naștere unor presiuni interne cu valori atît de ridicate încît pot duce, în cazul unor defecțiuni de fabricație a carcaselor, la explozia siguranțelor și stabilirea de scurtcircuite în instalațiile în care sînt montate. Valoarea curenților critici este legată de construcția siguranțelor, iar cunoașterea lor este cerută de toate normele internaționale deoarece cu ajutorul lor este posibilă verificarea în laboratoare a capacității de rupere a siguranțelor. La acești curenți energia din arc este maximă, iar omizile rezultate din consumarea fuzibilelor au volumul cel mai mare. Legătura dintre energia arcului și volumul omidei creează posibilitatea aprecierii calitative a curenților critici, numai în cazurile în care arcul se stinge la prima trecere prin zero, deoarece reaprinderile se pot face și prin canale colaterale ce măresc energia totală consumată în arc și dimensiunile omidei.

Criteriul corect de găsire a curenților critici care produc fuziunea între 4 și 4,5 ms se bazează pe determinarea energiilor disipate în arcul electric cu ajutorul oscilogramelor. Folosind această metodă s-a prezentat în figura 2 variația energiei din arc funcție de curentul de încercare la siguranțele de 125 A mărimea 00.

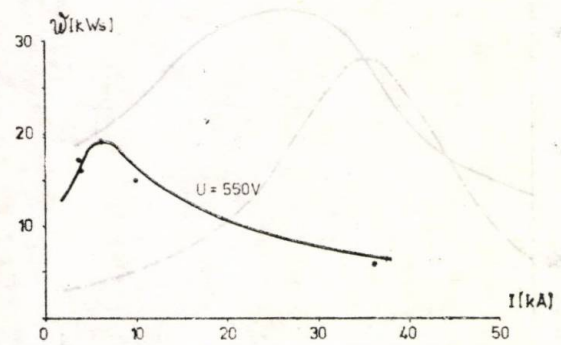


Fig. 2. Energia produsă în arc în funcție de curentul prezumat la siguranțele *MPR* de 125 A mărimea 00.

Experimentările au cuprins o gamă largă de curenți și se observă că energiile maxime se situează în domeniul curenților de intensitate medie.

Arderea arcului și evaporarea metalului fuzibilului are ca efect creșterea puternică a presiunii gazului din interiorul elementului de înlocuire asupra pereților carcasei, solicitările mecanice depinzînd astfel de intensitatea curenților de avarie. Pentru a cunoaște această dependență s-a folosit un dispozitiv special cu ajutorul căruia s-au măsurat presiunile pe pereții interiori și din oscilograme au rezultat energiile din arc la elementele de înlocuire tip *MPR* mărimea 1 prezentate în figura 3. Se observă că cele două curbe sînt similare, avînd valori maxime în domeniul curenților medii de scurtcircuit.

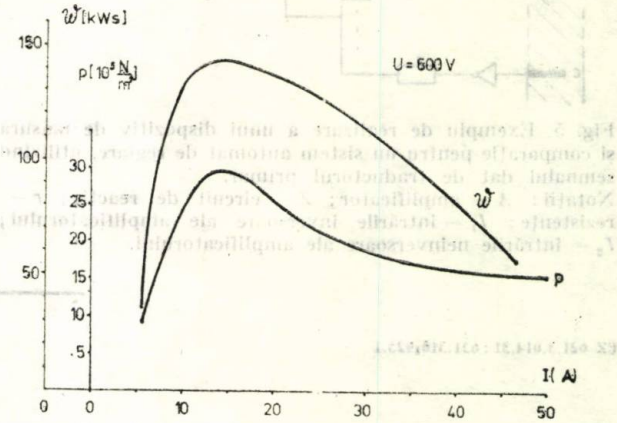


Fig. 3. Energia produsă în arc și presiunile interioare care solicită carcasa la siguranțele *MPR* 250 A mărimea 1.

A treia categorie o reprezintă curenții intenși de scurtcircuit care topesc aproape instantaneu secțiunile înguste, energia arcului este redusă, presiunea internă scăzută. În momentul fuziunii, pereții carcasei sînt reci, căldura coloanei de arc ajungînd după cîteva zeci de secunde la periferia siguranțelor. În domeniul acestor tipuri de scurtcircuit timpii de fuziune nu depășesc 2,5 ms, curenții sînt limitați, iar fenomenele termice sînt adiabatice.

Rezultă deci, că întreruperea curenților mici sau foarte mari, nu creează dificultăți elementelor înlocuitoare, în comparație cu procesele create de întreruperea curenților de avarie de intensitate medie, la valoarea curenților critici, unde arcurile electrice consumă din rețeaua de alimentare, energia maximă.

2. Dependența solicitării termice a siguranțelor față de momentul stabilirii curentului de avarie și a decalajului de fază

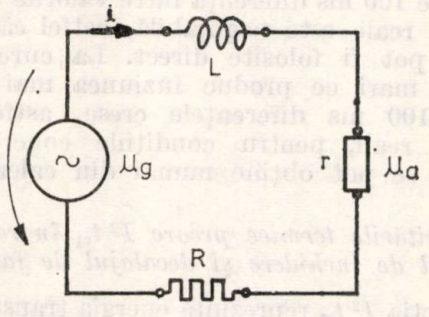
Timpul de fuziune virtual (t_{v1})

Durata cuprinsă între momentul apariției curentului de avarie pînă la inițierea arcului electric reprezintă timpul de fuziune real (t_1). Dacă acesta este mai mic de 4 ms, se poate considera că întreaga cantitate de căldură produsă în fuzibil participă la topirea secțiunilor înguste, iar energia necesară topirii și evaporării parțiale a fuzibilului se poate exprima prin relația (1) unde A este aria secțiunii înguste,

iar constanta de fuziune K la argint are valoarea 73 000 A^2 s/mm sau la cupru 100 000 A^2 s/mm.

$$\int_0^{t_1} i^2 \, dt = KA^2. \tag{1}$$

Această relaţie permite să se determine timpul de fuziune real dacă se cunoaşte funcţia curentului i (t). Pentru stabilirea relaţiilor de calcul se consideră circuitul din figura 4 unde



b)

Fig. 4. Circuitul electric simplificat în care se consideră conţinută siguranţa.

tensiunea generatorului este notată cu U_g, iar tensiunea arcului la bornele siguranţei se notează cu U_a. Valoarea ei este practic neglijabilă înaintea topirii fuzibilului de rezistenţă r, iar ecuaţia tensiunilor în circuitul de mai sus este:

$$u_g = \hat{U}_g \sin(\omega t + \psi) = (R + r)\, I + L \frac{di}{dt}, \tag{2}$$

cu soluţia:

$$i = I\sqrt{2}\left[\sin(\omega t + \psi - \varphi) - e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg}\varphi}} \sin(\psi - \varphi)\right], \tag{3}$$

s-a notat:

$$I = \frac{U}{\sqrt{(R + r)^2 + 2L^2}}; \qquad \operatorname{tg}\varphi = \frac{L}{R + r}.$$

Integrala pătratului funcţiei curentului:

$$\int_0^{t_1} i^2 dt = 2I^2 \int_0^{t_1} [\sin(\omega t + \psi - \varphi) - e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg}\varphi}} \sin(\psi - \varphi)]^2 = I^2 \cdot t_{v1}. \tag{4}$$

Din modul de notare, rezultă expresia timpului virtual t_{v1} precar.

$$t_{v1} = 2 \int_0^{t_1} [\sin(\omega t + \psi - \varphi) - e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg}\varphi}} \sin(\psi - \varphi)]^2 \, dt,$$

iar după efectuarea integralei rezultă expresia matematică ce leagă timpul virtual de timpul real în funcţie de valoarea factorului de putere a reţelei şi unghiul de anclanşare.

$$t_{v1} = t_1 + \frac{2}{\omega}\left[-\frac{\sin 2(\omega t_1 + \psi - \varphi)}{4} + B \sin(\omega t_1 + \psi)\, e^{-\frac{\omega t_1}{\operatorname{tg}\varphi}} - N \cdot e^{-\frac{2\omega t_1}{\operatorname{tg}\varphi}} + Q\right], \tag{5}$$

unde s-a notat:

$$B = 2 \sin(\psi - \varphi) \sin\varphi,$$

$$N = \frac{\operatorname{tg}\varphi \sin^2(\psi - \varphi)}{2},$$

$$Q = N(1 - 4\cos^2\varphi) - \frac{1}{4}(3 - 4\cos^2\varphi)\sin 2(\psi - \varphi).$$

Din expresiile 1 şi 4, rezultă relaţia dintre dimensiunea materialului fuzibilului, curentul timpul virtual şi timpul real.

Timpul virtual prearc reprezintă durata reală de fuziune corespunzătoare unei trepte de curent, egală cu valoarea efectivă a curentului de scurtcircuit prezumat.

Pe durata timpului virtual t_{v1} curentul trebuie considerat constant şi egal cu valoarea efectivă a curentului alternativ:

$$\int_0^{t_1} i^2 \, dt = KA^2 = I^2 t_{v1}.$$

Această relaţie se foloseşte la calculul siguranţelor rapide şi ultrarapide în domeniul curenţilor intenşi unde limitarea curenţilor de scurtcircuit se desfăşoară în cadrul unui proces termic adiabatic ($t_1 < 3$ ms).

Timpul prearc t_1 corespunzător unui curent de avarie I se determină cu ajutorul relaţiei 6 şi funcţiei $t_{v1} = f(t_1)$ ce rezultă din aceasta, dacă se dau valorile unghiurilor ψ şi φ.

În figura 5 este prezentată caracteristica timp-curent în valori virtuale (t_{v1}), determinate experimental pentru siguranţele *MPR* de 100 A. Caracteristicile corespunzătoare în timpi reali de fuziune au fost calculate cu ajutorul relaţiei 5 pentru trei unghiuri de anclanşare.

În domeniul curenţilor reduşi de suprasarcină, timpii prearc sînt mari, iar termenul doi al relaţiei 5 devine neglijabil, astfel încît caracteristicile în valori reale se confundă cu cele în valori virtuale.

Dacă valorile curenţilor de avarie cresc şi timpii de fuziune scad sub 20 ms, apare o diferenţiere care se accentuează odată cu fenome-

nul de limitare a curentului. În cazul scurt-circuitelor foarte intense, care sînt puternic limitate, caracteristica cu valori virtuale (t_{v1}) devine tangentă şi apoi se confundă cu dreapta adiabatică, întrucît fuziunea se realizează fără pierderi de căldură, într-un proces foarte rapid.

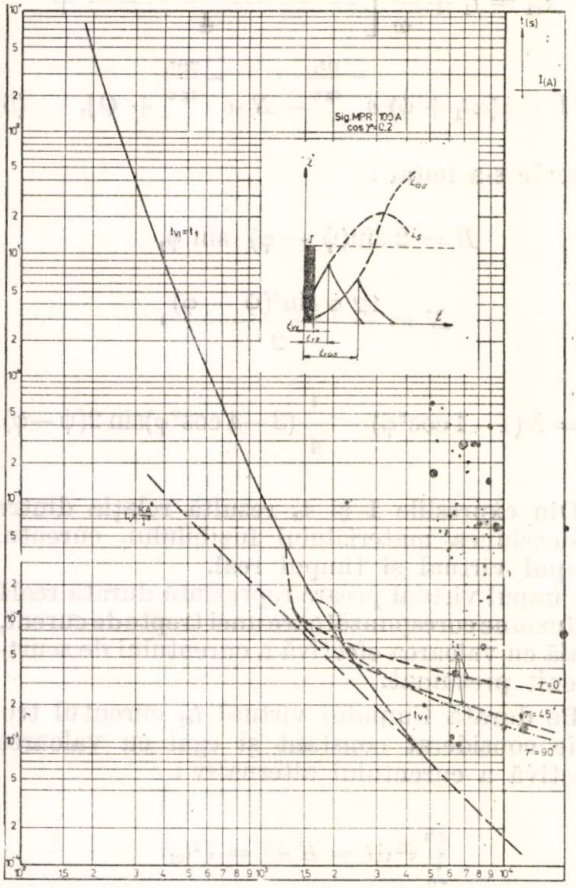


Fig. 5. Caracteristica de fuziune timp-curent a siguranţelor *MPR* 100 A prezentată în valori virtuale (t_{v1}) şi reale (t_1).

Dreapta adiabatică $t_{v1} = \dfrac{KA^2}{I^2}$.

Mărimea timpilor reali de fuziune depinde însă de forma curentului de lovitură şi din această cauză caracteristicile corespunzătoare (t_1) se îndepărtează de dreapta adiabatică odată cu creşterea curenţilor de avarie.

Fuziunea secţiunilor înguste (A) necesită o anumită valoare a integralei Joule, care în domeniul adiabatic este egală cu KA^2.

Dacă se consideră un curent de intensitate I atunci corespunde pe dreapta adiabatică timpul $t_{v1} = KA^2/I^2$, forma impulsului fiind dreptunghiulară, pe curbele timpilor reali de fuziune corespunzînd diferite valori t_1 care satisfac simultan relaţia 6, forma impulsurilor de curent fiind diferită.

Rezultă, deci, că elementele înlocuitoare au o unică caracteristică timp-curent, dacă timpul este considerat în valori virtuale, şi o infinitate de caracteristici, dacă timpul este prezentat în valori reale, întrucît în acest caz caracteristicile sînt dependente de mărimea factorului de putere a reţelei φ şi unghiul de anclanşare ψ.

Legătura dintre aceste caracteristici, transformarea şi extinderea lor se poate realiza cu ajutorul relaţiei 5.

Normele internaţionale, cataloagele şi prospectele firmelor producătoare de siguranţe prezintă caracteristicile timp-curent numai în varianta virtuală. Pentru curenţii de suprasarcină care produc fuziunea în timpi mai mari de 100 ms diferenţa între valorile virtuale şi cele reale este neglijabilă, astfel că aceste curbe pot fi folosite direct. La curenţii de avarie mari ce produc fuziunea mai repede decît 100 ms diferenţele cresc, astfel încît timpii reali, pentru condiţiile concrete ale reţelei se pot obţine numai din calcul.

Solicitările termice prearc $I^2 t_{v1}$ în raport cu unghiul de închidere şi decalajul de fază

Funcţia $I^2 t_{v1}$ reprezintă energia transformată în căldură în masa fuzibilului şi mărimea ei stabileşte momentul fuziunii. Cu cît valoarea ei este mai mare, timpul de fuziune este mai mic, iar procesul de limitare a curentului este mai pronunţat.

Recomandările CEI 269, VDE 0636, STAS 4173—78 etc. precizează că dacă limitarea primei alternanţe se face în plaja $0{,}6 \div 0{,}75$ din valoarea maximă a curentului de scurt-circuit stabilizat, atunci energia disipată de arcul electric este maximă.

Limitarea curentului se bazează în acest caz pe procese termice adiabatice, existînd posibilitatea predeterminării curenţilor critici. În acest scop, prin utilizarea relaţiei (6) se obţine densitatea de curent virtuală (j_v) prin secţiunea (A) cea mai îngustă a elementului de înlocuire şi care produce fuziunea în timpul t_{v1}.

Dacă se doreşte o anumită limitare a curentului de lovitură, ceea ce înseamnă că procesul de fuziune trebuie să se termine într-un anumit punct al curbei de curent, se consideră timpul real corespunzător limitării, se transformă cu ajutorul relaţiei (5) în valori virtuale şi se foloseşte în expresia densităţii virtuale de curent:

$$J_v = \sqrt{\frac{K}{t_{v1}}}. \qquad (7)$$

Valoarea curentului prezumat care produce fuziunea în timpul dorit:

$$I = A\sqrt{\frac{K}{t_{v1}}}. \qquad (8)$$

Densitatea de curent virtuală şi curentul prezumat nu se regăsesc în funcţionarea reală

ci sunt folosite numai la stabilirea preliminară a parametrilor circuitului electric.

Valorile rezistenței și inductanței circuitului ca și momentul apariției curentului față de trecerea prin zero a tensiunii, determină forma primei alternanțe. Densitatea reală de curent prin secțiunea A este o funcție de timp care urmărește curba curentului pînă în momentul în care s-a înmagazinat energia termică, producînd topirea secțiunilor înguste și apariția arcului electric.

Pentru ca energia arcului să fie maximă aceleași norme prescriu ca factorul de putere să aibe valoarea $\cos\varphi = 0{,}1 \div 0{,}3$, iar unghiul de închidere $\psi = 0 \div 20°$el.

Cu ajutorul relațiilor 3, 5 și 7 s-au determinat valorile densităților virtuale de curent în secțiunile celei mai înguste a fuzibilelor astfel ca limitarea curentului să se producă în domeniul prescris de norme $\frac{i}{I\sqrt{2}} = 0{,}6 \div 0{,}75$. Din curbele prezentate în figura 6 rezultă că aceste valori nu au variații mari în funcție de unghiurile φ și ψ, iar valorile critice care satisfac

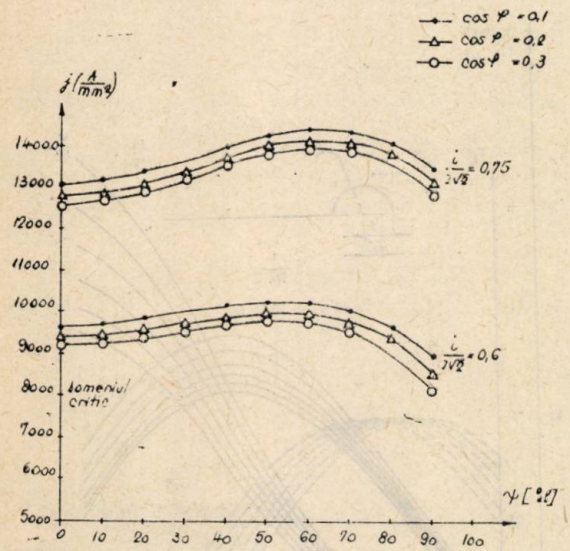


Fig. 6. Densitățile virtuale de curent în secțiunile cele mai reduse ale fuzibilului care produc limitarea curentului în domeniul $(0{,}6 \ldots 0{,}75)\ I\sqrt{2}$.

condițiile indicate se situează în domeniul 10 000 ÷ 12 600 A/mm².

Puterea instantanee livrată de sursă este dată de relația:

$$p = ui = 2.\ U.I.\ \sin(\omega t + \psi)\left[\sin(\omega t + \right.$$

$$\left. + \psi - \varphi) - e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg}\varphi}} \sin(\psi - \varphi)\right]. \qquad (9)$$

Această expresie se poate scrie și sub forma:

$$\frac{ui}{2UI} = A \sin^2\omega t + B \sin\omega t \cdot \cos\omega t +$$

$$+ C\cos^2\omega t - [D\sin\omega t + C\cos\omega t]\, e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg}\varphi}},$$

s-au notat:

$$\begin{aligned} A &= \cos\psi \cdot \cos(\psi - \varphi), \\ B &= \sin(2\psi - \varphi), \\ C &= \sin\psi \sin(\psi - \varphi), \\ D &= \cos\psi \sin(\psi - \varphi). \end{aligned} \qquad (10)$$

Cu ajutorul relației (10) s-a determinat variația puterii livrată de sursă într-un circuit cu $\cos\varphi = 0{,}1$ pentru mai multe unghiuri de anclanșare.

Se observă în figura 7 că posibilitățile optime de alimentare a arcului de către rețea depind în mare măsură de valoarea unghiului la care

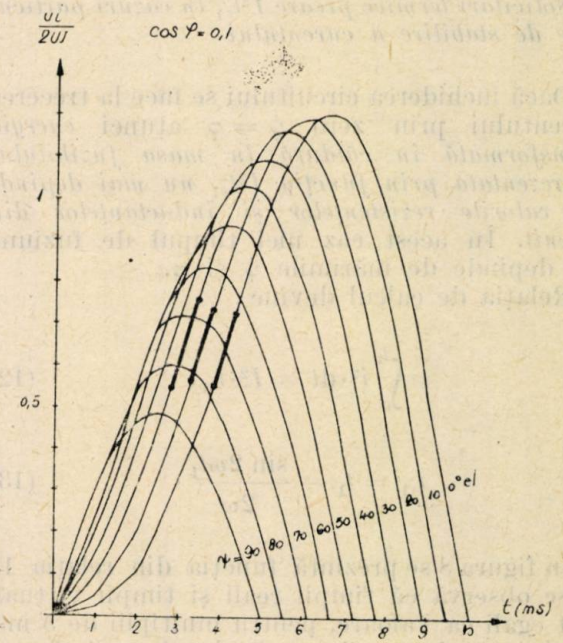


Fig. 7. Variația puterii livrată de sursa de alimentare într-un circuit $\cos\varphi = 0{,}1$. Zonele critice sînt îngroșate.

se stabilește curentul și care este maximă pentru $\psi = 0 \div 20°$el, confirmînd indicațiile normelor VED, CEI, BS etc. S-au trasat cu linii groase domeniile prevăzute de normele internaționale, corespunzătoare curenților critici, zone în care secțiunile înguste ale elementului fuzibil trebuie să se topească, iar arcul electric care se inițiază să consume din rețea energia maximă.

Pentru valori mai mari de 20°el ale unghiului ψ curba puterii scade, iar domeniile care limitează prima alternanță a curentului în limitele

0,6 ÷ 0,75 se deplasează astfel încît defavorizează alimentarea arcului, reduce energia consumată și îmbunătățesc condițiile de stingere.

Panta curbei poate fi calculată cu relația 11 :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{ui}{2UI}\right) = \omega[\sin(2\omega t + 2\psi - \varphi) + (M \sin \omega t - N \cos \omega t)\, e^{-\frac{\omega t}{\mathrm{tg}\,\varphi}}],$$

$$M = C + \frac{D}{\mathrm{tg}\,\varphi} \qquad N = D + \frac{C}{\mathrm{tg}\,\varphi}\cdot \qquad (11)$$

Expresiile C și D sînt folosite în relația 11.

Tangentele de valori maxime la curbele puterilor corespund unor unghiuri de $\frac{\pi}{4}$ și coincid cu domeniile corespunzătoare limitării curentului la $(0{,}6 \div 0{,}75)\, I\sqrt{2}$ numai în zonele critice, unde rețeaua are posibilități optime de alimentare a arcului electric.

Solicitări termice prearc I^2t_{v1} în cazuri particulare de stabilire a curentului

Dacă închiderea circuitului se face la trecerea curentului prin zero $\psi = \varphi$ atunci *energia transformată în căldură în masa fuzibilului reprezentată prin funcția I^2t_{v1} nu mai depinde de valorile rezistențelor și inductanțelor din circuit.* În acest caz nici timpul de fuziune nu depinde de mărimile ψ și φ.

Relația de calcul devine :

$$\int_0^{t_1} i^2 \cdot \mathrm{d}t = I^2 \cdot t_{v1}, \qquad (12)$$

$$t_{v1} = t_1 - \frac{\sin 2\omega t_1}{2\omega}\cdot \qquad (13)$$

În figura 8 se prezintă funcția din relația 13 și se observă că timpii reali și timpii virtuali sînt egali ca valoare, pentru multiplii de 5 ms, întrucît curba oscilează în jurul unei drepte înclinată la 45 grade. Cu cît timpul de fuziune real este mai mare, diferența față de valoarea virtuală se micșorează, astfel încît peste 25 milisecunde expresia 13 devine : $t_{v1} = t_1$.

Pentru a se reliefa *importanța unghiurilor* φ și ψ *în fenomenele prearc*, se alege cazul în care închiderea circuitului respectă condiția $\varphi - \psi = 30°$el.

Se consideră diferite decalaje φ și se închide circuitul în acele valori ale unghiului, încît curentul să apară în mod constant cu 30°el înainte de trecerea virtuală prin zero a curentului prezumat. În figura 9 se observă că creșterea lui φ duce la creșterea componentei de curent continuu a amplitudinii primei alternanțe a curentului prezumat, prin aceasta la creșterea energiei I^2t_{v1} disipată în fuzibil și, în consecință, la accelerarea topirii și scăderea timpului de fuziune.

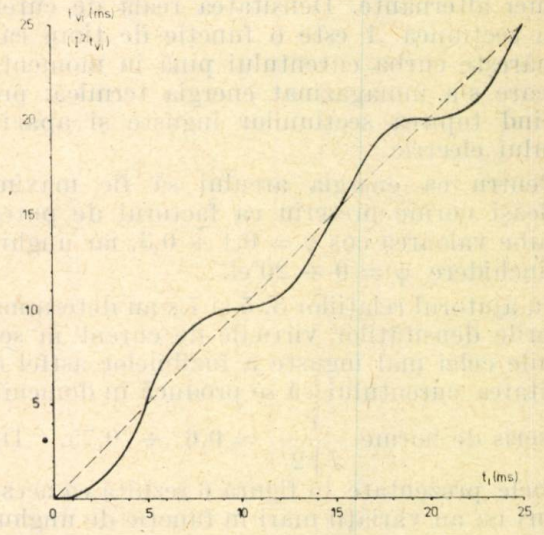


Fig. 8. Dependența între timpul real (t_i) și cel virtual (t_{vi}), dacă $\varphi = \psi$.

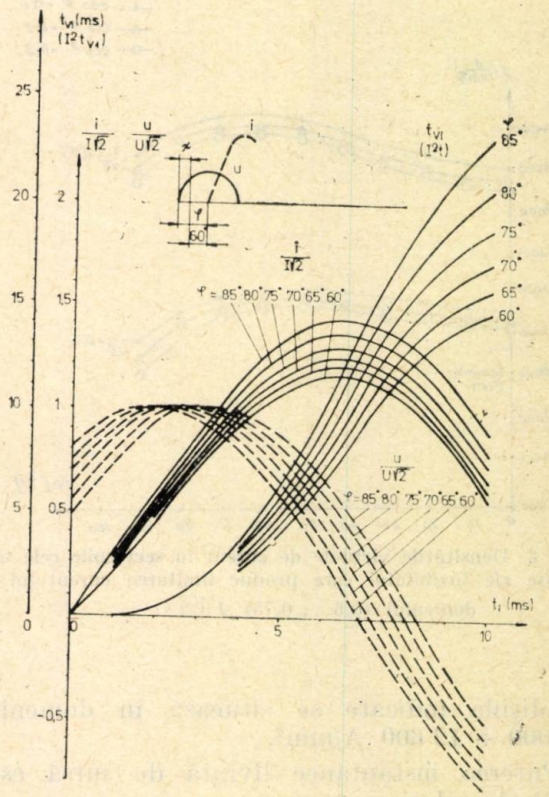


Fig. 9. Tensiunile, curenții și timpul virtual pentru $\varphi - \psi = 30°$el.

În cazul asimetriei $\varphi - \psi = 60°$el *efectul termic I^2t_{v1} este mai intens* ca în cazul anterior (fig. 10) și conține o parte din domeniul critic.

În cazul asimetriei $\varphi - \psi = 90°$el *prezentată în figura 11* se poate observa că *apare curentul*

înainte de trecerea tensiunii prin zero. Comparativ cu asimetria $\varphi - \psi = 60°$el valorile funcției I^2t_{vI} se reduc și în consecință timpii de fuziune se măresc.

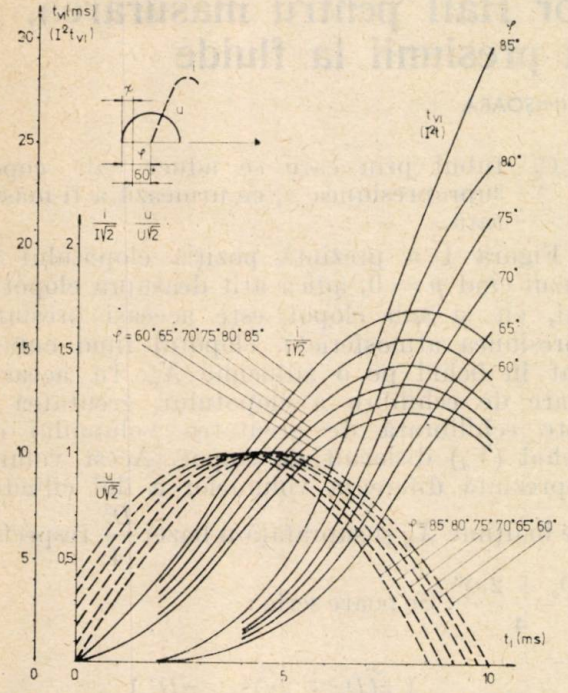


Fig. 10. Tensiunile, curenții și timpul virtual pentru $\varphi - \psi = 60°$el.

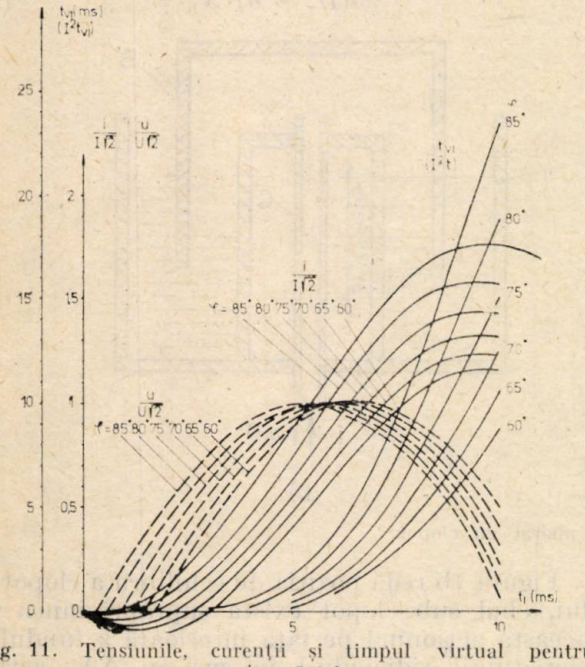


Fig. 11. Tensiunile, curenții și timpul virtual pentru $\varphi - \psi = 90°$el.

Din asimetriile prezentate mai sus se observă că momentul apariției curentului (ψ) are o influență mai mare asupra energiei transformată în căldură decît decalajul dintre tensiune și curent.

În cazul asimetriei $\varphi - \psi = 120°$el prezentată în figura 12 nu se poate stabili o dependență a solicitărilor termice față de ψ sau φ întrucît

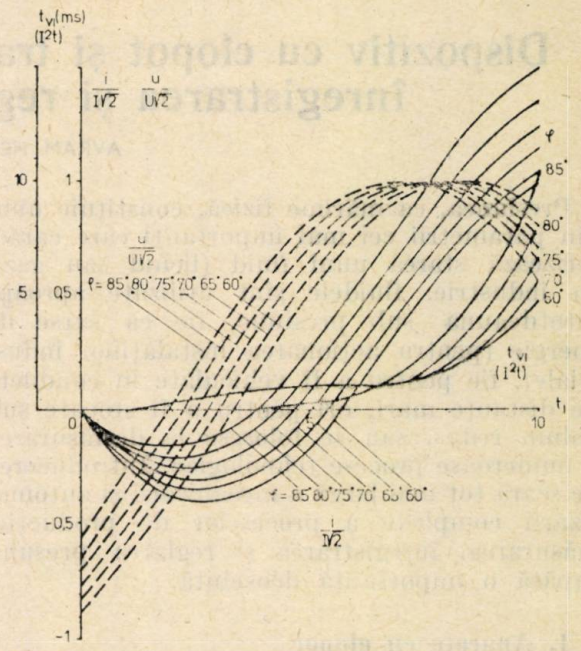


Fig. 12. Tensiunile, curenții și timpul virtual pentru $\varphi - \psi = 120°$el.

nu se poate aprecia apriori dacă durata prearc depășește sau nu prima trecere a curentului prin zero.

Prin creșterea lui φ atît amplitudinea, cît și panta primei semiperioade a curentului devin mai reduse, iar valoarea funcției I^2t scade sensibil.

În raport cu dimensiunile secțiunilor înguste ale fuzibilului timpul de topire se poate lungi peste prima trecere prin zero a curentului în cadrul semiperioadei următoare. În această situație, timpul de fuziune depinde sensibil de decalajul φ și este mai mare decît în cazul scurtcircuitului simetric $\varphi = \psi$.

Concluzie

Dacă în secțiunile cele mai reduse ale fuzibilului se stabilesc densități virtuale de curent în jurul valorii de 11 500 A/mm² factorul de putere cos $\varphi = 0{,}1 \div 0{,}3$, iar unghiul de stabilire a curentului $\psi = 0 \div 20°$el, atunci fuzibilul se topește în domeniul critic impus de normele VDE 0636 și CEI 175, producînd limitarea curentului la $(0{,}6 \div 0{,}75)\ I\sqrt{2}$, condiție care asigură că în arcul electric se produce energia maximă.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Ediția II-a București, EDP.

[2] *Baxter, H. W.* Parameters for fuse performance. Electrical Timis 28.5.1959.

[3] *Möllenhoff, K., Pohl Ludwig.* Neue Reihe von NH-Sicherungseinsätzen nach VDE 0636. Siemens-Zeitschrift — Vol. **50**, nr. 7, p. 186.

[4] *Schulz, R.* ISO — NH Sicherungen mit höher bedienung·ssicherheit. In : Siemens — Zeitschrift. Vol. **50**, nr. 7·1976·

CZ 621-79 : 621.3.08

TRADUCTOR HALL
PRESIUNE FLUIDE
DISPOZITIV CU CLOPOT

Dispozitiv cu clopot și traductor Hall pentru măsurarea, înregistrarea și reglarea presiunii la fluide

AVRAM HELER * — TIMIȘOARA

Presiunea, ca mărime fizică, constituie unul din parametrii cei mai importanți care caracterizează starea unui fluid (lichid sau gaz). În industrie, fluidele sînt utilizate aproape întotdeauna sub presiune, fie ca surse de energie (pentru acționarea instalațiilor industriale), fie pentru a fi vehiculate în conducte pe distanțe mari, ori pentru a fi stocate sub volum redus, sau se folosesc la desfășurarea a numeroase procese tehnologice. Introducerea pe scară tot mai largă a mecanizării și automatizării complexe a proceselor de producție, măsurarea, înregistrarea și reglarea presunii capătă o importanță deosebită.

1. Aparate cu clopot

În literatura de specialitate [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8] printre aparatele folosite la măsurarea presiunilor mai mari sau mici decît cea atmosferică, sînt menționate și cele cu clopot. Un asemenea aparat este reprezentat schematic în figura 1.

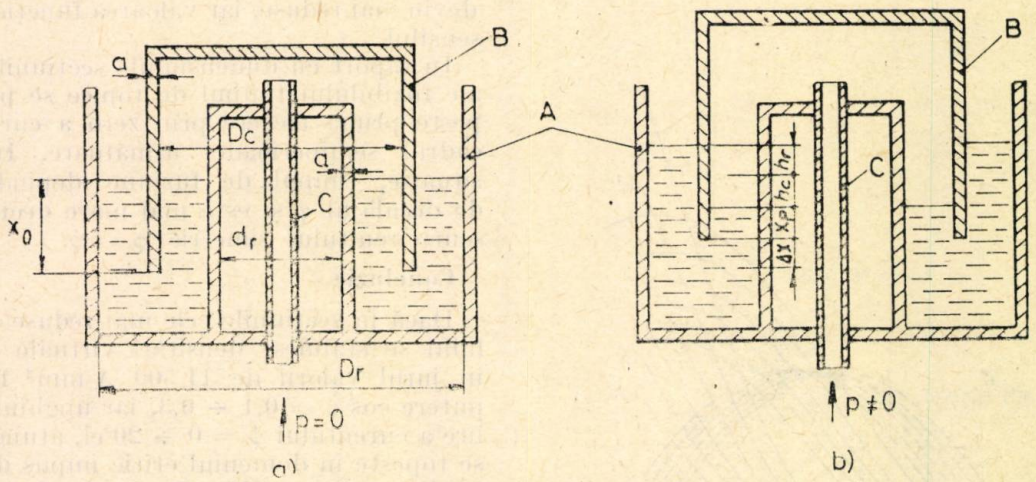


Fig. 1. Secțiuni printr-un aparat cu clopot.

Elementele componente ale unui asemenea aparat sînt :

A, un vas (rezervor) în care se află un anumit lichid manometric, de obicei mercurul cu greutatea specifică γ ;

B, clopotul cufundat în lichidul manometric, avînd diametrul interior D_c, grosimea pereților a, iar greutatea G ;

C, tubul prin care se aduce sub copot suprapresiunea p, ce urmează a fi măsurată.

Figura 1 a prezintă poziția clopotului în cazul cînd $p = 0$, adică atît deasupra clopotului, cît și sub clopot este aceeași presiune (presiunea atmosferică), clopotul fiind cufundat în lichid pe o adîncime X_0. În această stare de echilibru a clopotului, greutatea G este echilibrată de greutatea volumului de lichid (V_d) dislocuit de clopot. Acest volum, reprezintă diferența volumelor a doi cilindrii de înălțime X_0 și suprafață a bazei $\frac{D_c^2}{4}$ respectiv $\frac{(D_c + 2a)^2}{4}$. Se poate scrie :

$$G = V_d \cdot \gamma = \left\{ \frac{\pi(D_c + 2a)^2}{4} - \frac{\pi D_c^2}{4} \right\} X_0 \cdot \gamma =$$

$$= \pi a (D_c + a) \cdot X_0 \cdot \gamma. \qquad (1)$$

Figura 1b redă poziția de echilibru a clopotului, cînd sub clopot există suprapresiunea p, aceasta acționînd pe fața interioară a fundului clopotului, ridicîndu-l în sus cu ΔX, astfel că acesta va fi cufundat în lichid numai pe o înălțime $X_p < X_0$. În această situație, condiția de echilibru se scrie :

$$G = \pi(D_c + a) \cdot a \cdot X_p \cdot \gamma + \frac{\pi \cdot D_c^2}{4} \cdot p. \qquad (2)$$

* Prof. dr. ing. *Heler, A.* — Institutul politehnic — Timișoara

Înlocuind pe G cu valoarea sa din relația (1) se obține :

$$X_0 - X_p = \frac{D_c^2}{4 \cdot a\gamma(D_c + a)} \cdot p. \quad (3)$$

Dacă se notează cu h_c scăderea nivelului lichidului sub clopot și cu h_r creșterea nivelului în rezervor, cînd sub clopot acționează suprapresiunea p, atunci se poate scrie :

$$X_0 - X_p = \Delta X + h_c. \quad (4)$$

Din condiția de echilibru a lichidului de sub clopot, mai rezultă :

$$(h_c + h_r)\,\gamma = p \quad (5)$$

și de aici :

$$h_r = \frac{p}{\gamma} - h_c. \quad (6)$$

Pe baza egalității volumului de lichid vehiculat între interiorul și exteriorul clopotului (în rezervor), se mai poate scrie :

$$\left\{\frac{\pi D_r^2}{4} - \frac{\pi}{4}(D_c + 2 \cdot a)^2\right\} h_r =$$

$$= \left\{\frac{\pi D_c^2}{4} - \frac{\pi}{4}(d_r + 2 \cdot a)^2\right\} h_c,$$

sau :

$$\{D_r^2 - (D_c + 2a)^2\}\, h_r = \{D_c^2 - (d_r + 2a)^2\}\, h_c. \quad (7).$$

Înlocuind pe h_r în (7) cu valoarea sa din (6), se obține pentru h_c expresia :

$$h_c = \frac{P}{\gamma} \cdot \frac{D_r^2 - (D_c + 2a)^2}{D_r^2 - 4a(D_c + a) - (d_r + 2a)^2}. \quad (8).$$

Din relațiile (3), (4) și (8) rezultă pentru deplasarea ΔX, a clopotului pe verticală, sub acțiunea suprapresiunii de măsurat p, expresia :

$$\Delta X = K_x \cdot p. \quad (9)$$

unde :

$$K_x = \frac{D_c^2}{4a \cdot \gamma \cdot (D_c + a)} - \frac{1}{\gamma} \cdot$$

$$\cdot \frac{D_r^2 - (D_c + 2a)^2}{D_r^2 - 4a(D_c + a) - (d_r + 2a)^2}, \quad (10)$$

este o constantă la dimensiuni geometrice și lichid manometric date.

Din relația (9) rezultă :

$$p = K \cdot \Delta X, \quad (11)$$

unde :

$$K = \frac{1}{K_x}, \quad (12)$$

adică, suprapresiunea p, din interiorul clopotului este proporțională cu deplasarea ΔX, a clopotului, pe verticală.

Constanta K_x depinde de greutatea clopotului (prin γ și dimensiunile geometrice ale acestuia), conform relației (10). Ca urmare, deplasarea ΔX, va depinde atît de suprapresiunea p, cît și de greutatea clopotului (11) și (12). Pentru un sistem fizic dat (clopot cu dimensiuni geometrice și γ date), mărimea K (dată de relația 12) este însă o constantă și ca urmare deplasarea ΔX a clopotului este o mărime proporțională cu suprapresiunea p.

Dacă sub clopot se aduce o presiune mai mică decît cea atmosferică (subpresiuni-depresiuni-vacuum), raționamentul este același, cu mențiunea că în acest caz clopotul va fi cufundat în lichid pe o înălțime $X_p > X_0$, rezultînd pentru constanta K_x, expresia :

$$K_x = \frac{D_c^2}{4a\gamma(D_c + a)} + \frac{1}{\gamma} \cdot$$

$$\cdot \frac{D_c^2 - (d_r + 2a)}{D_r^2 - 4a(D_c + a) - (d_r + 2a)}. \quad (13).$$

Fixînd de clopot un ac indicator, ce se deplasează în fața unei scări gradate în unități de presiune, se obține un manomentru indicator.

În cazul manometrelor înregistratoare, de clopot, se fixează (în mod corespunzător) o tijă care acționează, printr-o transmisie mecanică cu pîrghii articulate sau cu cuplu cremalieră-pinion, asupra unui traductor adecvat. Construcții mai complicate, sînt menționate în literatura de specialitate [8].

2. Traductorul Hall

Cu ocazia altor lucrări, [9, 10, 11, 12, 13] autorul a tratat în detaliu problema multiplicatorului Hall, a cărui schemă electrică este reprezentată în figura 2. Tensiunea măsurată de milivoltmetru mV, are [9] expresia :

$$U_H = K\, I_c\, B, \quad (14)$$

unde s-a notat :

U_H este tensiunea Hall, în V;
K — sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall, în $m^2/A \cdot s$;
I_c — curentul de comandă, în A;
B — inducția magnetică din intrefierul în care se află sonda Hall (SH), creată de circuitul de excitație, în T.

Din relația (14) se vede caracterul de multiplicator, tensiunea Hall fiind proporțională cu produsul a două mărimi, I_c și B. Dacă inducția magnetică B este o funcție liniară de deplasare

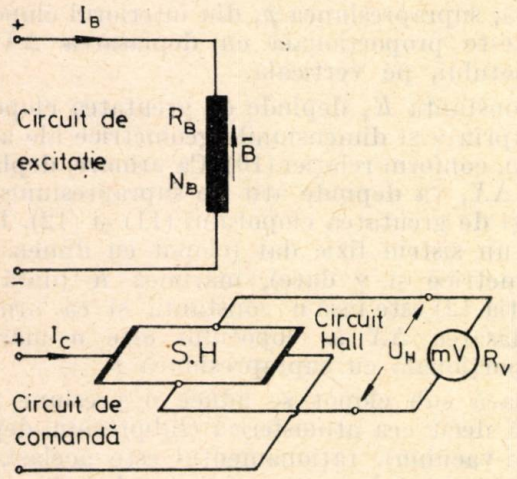


Fig. 2. Schema electrică a multiplicatorului Hall.

ΔX, iar curentul de comandă I_c este menținut constant, atunci se poate scrie:

$$U_H = K_H \cdot \Delta X, \qquad (15)$$

de unde rezultă caracterul de traductor Hall, care transformă o deplasare liniară ΔX, într-o tensiune electrică U_H, ce poate fi măsurată sau înregistrată folosind aparatură corespunzătoare.

În [16] sînt prezentate unele sisteme magnetice (circuite de excitație) care să asigure o dependență liniară între tensiunea U_H și deplasarea liniară ΔX, a sondei Hall (SH).

Autorul a experimentat un sistem magnetic ca cel din figura 3:
adică două bobine, cu $N_1 = N_2 = 1\,000$ spire, avînd fiecare miez feromagnetic și străbătute

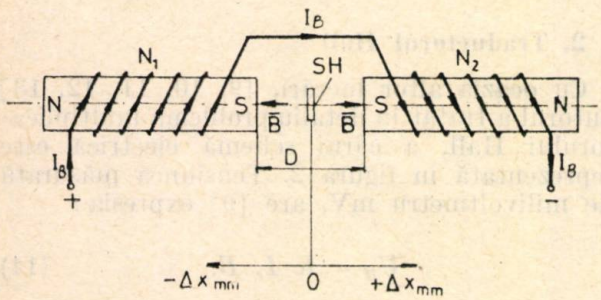


Fig. 3. Sistemul magnetic experimentat.

de același curent I_B, astfel conectate în serie, încît să se afle față în față poli magnetici de același semn. Folosind o sondă Hall Siemens, tip SBV-599 (cu $U_H = 0{,}25$ volți, la $B = 1\,T$ și $I_c = 0{,}05$ A) s-a obținut dependența $U_H = K_H \cdot \Delta X$ din figura 4a pentru cazul $I_B = 3$ A, iar parametrul este distanța D (dintre polii magnetici), respectiv cea din figura 4b, cînd $D = 25$ mm, iar parametrul este curentul de excitație I_B al traductorului Hall.

De remarcat că domeniul de măsură se poate modifica prin schimbarea distanței D dintre polii magnetici (între care se deplasează SH),

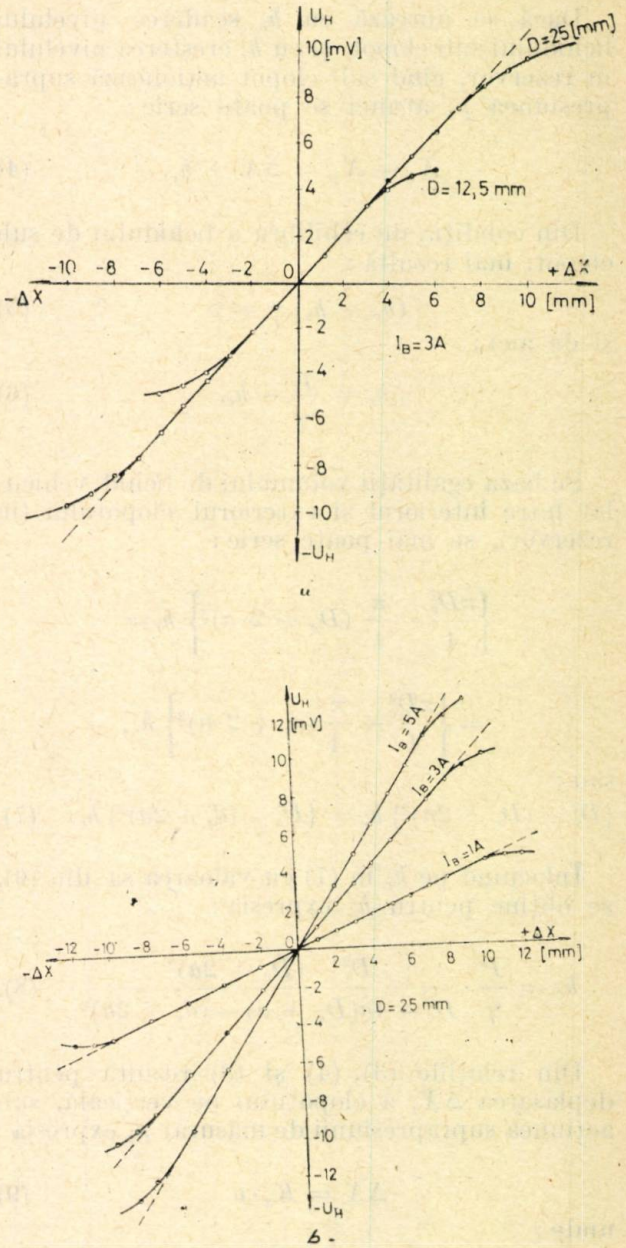


Fig. 4.a — Dependența $U_H = K_H \cdot \Delta X$, parametrul fiind D; b — Dependența $U_H = K_H \cdot \Delta X$, parametrul fiind I_B.

iar sensibilitatea, prin schimbarea valorii curentului I_B. Din figura 4a rezultă un domeniu de 14 mm (de la −7 mm la +7 mm) pentru $D = 25$ mm, respectiv de 6 mm (de la −3 mm la +3 mm) pentru $D = 12{,}5$ mm, în ambele cazuri $I_B = 3$ A, respectiv o sensibilitate $K_H = 1{,}1 \dfrac{\text{mV}}{\text{mm}}$. Dacă parametrul este I_B, iar $D = 25$ mm (fig. 4b) se obțin sensibilitățile

$K_{H1} = 0{,}44 \frac{\text{mV}}{\text{mm}}$ pentru I_B=1A, K_{H3}=1,1 $\frac{\text{mV}}{\text{mm}}$ pentru I_B=3 A și K_{H5}=1,6 $\frac{\text{mV}}{\text{mm}}$, pentru I_B=5A.

3. Dispozitivul propus

Acesta este reprezentat schematic în figura 5, rezultînd din „asamblarea" traductorului Hall și vasului manometric cu clopot, solidar cu clopotul deplasîndu-se și sonda *SH* a traductorului Hall.

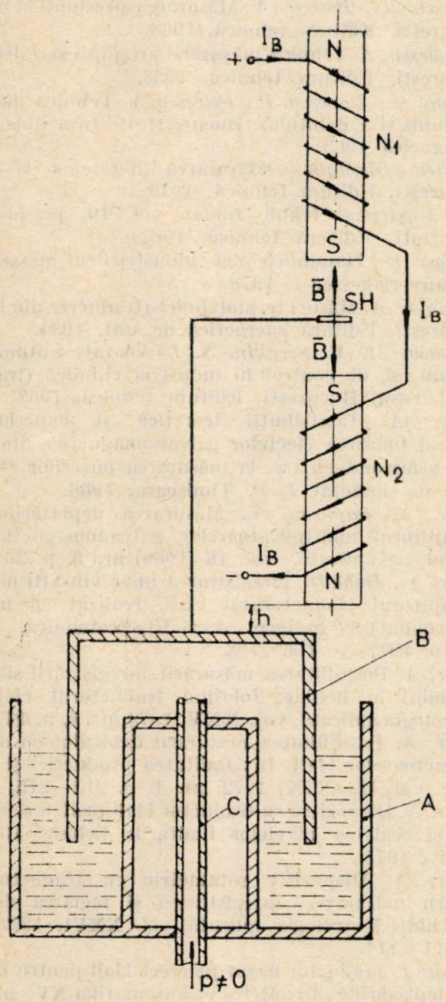


Fig. 5. Reprezentarea schematică a dispozitivului propus.

O atenție deosebită trebuie acordată montării traductorului Hall, față de piesele feromagnetice, deoarece prezența acestora în apropierea sa, deformează spectrul cîmpului magnetic în care se deplasează sonda Hall, odată cu deplasarea clopotului sub acțiunea suprapresiunii p, ce se măsoară. În acest scop vasul rezervor A și clopotul B, pot fi confecționate din materiale diamagnetice sau paramagnetice. Dacă totuși acestea sînt confecționate din materiale feromagnetice, atunci distanța h, de la cea mai apropiată piesă feromagnetică pînă la circuitul magnetic al traductorului, trebuie să fie suficient de mare, pentru ca prezența acestor piese să nu modifice spectrul cîmpului magnetic de inducție B, în care se deplasează sonda Hall.

Ținînd seama de relațiile (9) și (15), rezultă :

$$p = K_p U_H \ldots \quad \text{sau} \quad U_H = \frac{1}{K_p} \cdot p, \qquad (16)$$

unde $K_p = \frac{1}{K_H \cdot K_x}$, în $\frac{\text{N}}{\text{m}^2 \cdot \text{V}}$ este o constantă ;

p — suprapresiunea, în $\frac{\text{N}}{\text{m}^2}$;

U_H — tensiunea Hall, în V, care poate fi măsurată sau înregistrată și care este o măsură pentru suprapresiunea p.

Dacă dispozitivul este folosit pentru măsurarea suprapresiunii p, atunci tensiunea Hall U_H este măsurată de un milivoltmetru magnetoelectric, avînd scara cu poziția de zero la mijloc, dar etalonat în unități de presiune. De remarcat că, datorită modificării sensului inducției magnetice odată cu apropierea de unul sau celălalt pol al circuitului magnetic se schimbă semnul lui U_H, astfel că pentru valori ale presiunii pînă la $p/2$, U_H va avea un semn, iar pentru valori de la $p/2$ pînă la p, semn opus. S-a considerat că poziția circuitului magnetic al traductorului Hall este astfel reglată față de sonda Hall, încît la $p/2$ (p fiind domeniul maxim de măsură pentru suprapresiune) tensiunea Hall să fie nulă, ceea ce înseamnă că *SH* se află în punctul unde $B = 0$.

Dispozitivul, se poate utiliza simultan și pentru înregistrarea variațiilor de presiune, înregistrînd tensiunea Hall, cu ajutorul unei aparaturi corespunzătoare. Variația tensiunii Hall redă fidel deplasarea clopotului, care este proporțională în orice moment cu suprapresiunea p, traductorul Hall [11] avînd caracteristici dinamice foarte bune, adică inerție mică.

În cazul reglării presiunii, circuitul magnetic al traductorului are o astfel de poziție relativă față de sonda Hall, încît la suprapresiunea p, care trebuie menținută constantă, tensiunea Hall să fie zero. La o creștere a suprapresiunii cu Δp corespunde o tensiune Hall de un semn, iar la o scădere a acesteia cu Δp, o tensiune de semn opus. În primul caz U_H va acționa respectiv comanda micșorarea suprapresiunii, iar în al doilea — creșterea suprapresiunii.

Pentru reglarea suprapresiunii între două limite se procedează astfel :

— se stabilesc limitele $p_1 = p + \Delta p_1$ și $p_2 = p - \Delta p_2$;

— se fixează poziția relativă a circuitului magnetic față de sonda Hall (cînd sub clopot există suprapresiunea p) astfel încît $U_H = 0$;

— corespunzător celor două limite p_1 și p_2 se obțin tensiunile Hall U_{H1} și U_{H2}, de sensuri opuse;

— printr-un sistem automat corespunzător, U_{H1} va comanda micșorarea suprapresiunii p_1, respectiv U_{H2} — creșterea lui p_2.

Tensiunea Hall, care este proporțională cu suprapresiunea de măsurat, poate fi amplificată, și dacă I_c este o mărime sinusoidală, iar inducția B rămîne continuă, atunci, conform (14), U_H va fi o tensiune sinusoidală, deci condițiile de amplificare devin și mai bune. În acest mod se poate asigura o telemăsurare și telecomandă corespunzătoare.

În ceea ce privește limita superioară a suprapresiunii p ce se poate măsura folosind manometrele cu clopot, literatura de specialitate [1, 7], indică $p = 400$ mm·col·H_2O, adică, $p = 4 \cdot 10^3$ N/m^2. La un dispozitiv ca cel propus de autor, avînd dimensiunile geometrice: $a = 4 \cdot 10^{-3}$ m; $D_r = 0{,}04$ m; $d_r = 0{,}015$ m; $D_c = 0{,}025$ m și folosind ca lichid mercurul ($\gamma = 0{,}13 \times 10^6$ N/m^3) s-a obținut $K_x = 0{,}382 \times 10^{-5} \frac{m^3}{N}$, ceea ce înseamnă, la $p = 4 \cdot 10^3$ N/m^2, o deplasare a clopotului $\Delta X = 15$ mm. O asemenea deplasare se poate măsura cu un traductor Hall, la care $D = 25$ mm, $I_B = 3$ A și $K_H = 1{,}1 \frac{mV}{mm}$, ceea ce înseamnă (conform relației 16) o tensiune Hall, $U_H = 16{,}834$ mV, adică, un domeniu de la $-8{,}417$ mV, pînă la $+8{,}417$ mV.

4. Concluzii

Dispozitivul propus pentru măsurarea, înregistrarea și reglarea suprapresiunilor și a subpresiunilor este relativ simplu față de cele întîlnite în literatură [8]. Forța necesară deplasării sondei Hall SH, este foarte mică, plăcuța semiconductoare fiind foarte ușoară, montată direct și rigid pe clopot, eliminînd orice transmisie mecanică ce ar introduce erori suplimentare. Asupra plăcuței SH nu se manifestă forțe de reacție, ca în cazul altor traductoare, traductorul Hall avînd caracteristici dinamice foarte bune, ceea ce înseamnă inerție mică.

Precizia dispozitivului propus depinde de precizia cu care se măsoară tensiunea Hall și care este proporțională cu suprapresiunea p.

Domeniul de măsură, la dimensiuni geometrice ale clopotului și lichid manometric date, se poate ușor modifica prin D, respectiv I_B, iar asupra sensibilității se poate influența prin curentul de excitație al traductorului Hall.

Dispozitivul propus, completează metodele de măsurare pe cale electrică a unor mărimi neelectrice, în cazul de față a supra și subpresiunilor.

Bibliografie

[1] *Penescu, T., Petrescu V.* Măsurarea presiunii în tehnică. București, Editura tehnică, 1968.

[2] *Manolescu, S.* Tehnica măsurării presiunii și a debitului. București, Editura tehnică, 1958.

[3] *Coman, G., Popescu, P., Petrescu, V.* Tehnica măsurării presiunii și a debitului. București, Editura didactică și pedagogică 1963.

[4] *Gabriel, Gheorghe* — Măsurarea debitelor la fluide. București, Editura tehnică, 1978.

[5] — — Lexiconul tehnic român vol. **10**, p. 447—456. București, Editura tehnică, 1962.

[6] *Profos, P.* Handbuch der industriellen messtechnik, vulkanverlagessen — 1978.

[7] *Murin, G. A.* Măsuri termotehnice (traducere din l. rusă). București, Editura energetică de stat, 1954.

[8] *Kulakov, M. V., Scepkin, S. I.* Aparate automate de măsură și de control în industria chimică (traducere din l. rusă) București, Editura tehnică, 1963.

[9] *Heler, A.* Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat I. P. Timișoara, 1966.

[10] *Heler, A, Lăpușan, V.* Măsurarea deplasărilor mici cu ajutorul multiplicatoarelor galvanomagnetice. În: Metrologia aplicată, vol. **16** (1969) nr. 6, p. 264—268.

[11] *Heler, A., Daba D.* Înregistrarea unor vibrații mecanice cu ajutorul traductorului Hall, realizat cu material semiconductor indigen. In: Electrotehnica, nr. 3, martie 1971, p. 106—108.

[12] *Heler, A.* Posibilitatea măsurării, înregistrării și reglării nivelului la lichide, folosind traductorul Hall. In: Metrologia aplicată, vol. XXV, 1978, nr. 4, p. 187 — 189

[13] *Heler, A.* Posibilitatea măsurării debitului cu ajutorul traductoarelor Hall. In: Calitatea producției și metrologie, vol. **II**, (XIX) 1972, nr. 4. p. 212—215.

[14] *Heler, A.* Dispozitiv cu traductor Hall pentru semnalizarea și reglarea nivelelor limită la lichide. Buletinul I.P.T., 1978.

[15] *Heler, A.* Dispozitiv rotametric cu traductor Hall pentru măsurarea, înregistrarea și reglarea debitelor la lichide. Metrologia aplicată. vol. **XXVI**, 1979, nr. 3, p. 111—114.

[16] *Vecsei, I.* Traductor bazat pe efect Hall pentru măsurarea deplasărilor. In: Mérés es automatika **XV**, nr. 7—8, 1967, p. 315—320.

CZ 621.375.4 : 621.3.029.3 : 621.317.73

INDUCTANȚĂ SIMULATĂ
AMPLIFICATOR SELECTIV

Amplificator selectiv în domeniul audiofrecvenței cu inductanța sintetizată pe bază de tranzistor bipolar

ADRIAN DANIEL CONSTANTINESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

În domeniul audiofrecvenței un amplificator selectiv se poate face pe bază de filtre active, sau pe bază de circuite selective cu dezavantajul necesității utilizării unei inductanțe foarte mari. În acest articol se prezintă determinarea teoretică și rezultatele experimentale ale unui amplificator selectiv la 1 000 Hz, realizat pe baza tranzistorului de reactanță inductivă.

1. Sinteza inductanței cu tranzistor bipolar

Utilizarea tranzistorului bipolar pentru simularea unei inductanțe se face, principial, pe baza schemei electrice din figura 1 (schema nu cuprinde componentele pentru polarizarea tranzistorului).

În figura 1, înlocuind tranzistorul prin schema echivalentă naturală Giacoletto Johnson, rezultă schema din figura 2, valabilă la semnal mic.

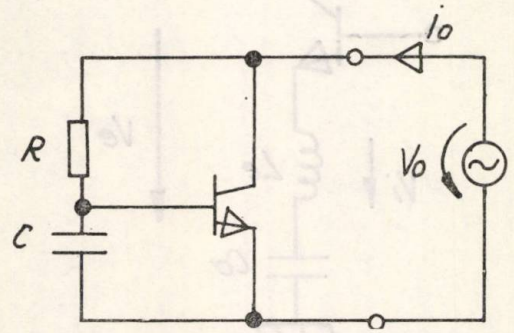


Fig. 1. Schema electrică de principiu a tranzistorului de reactanță inductivă.

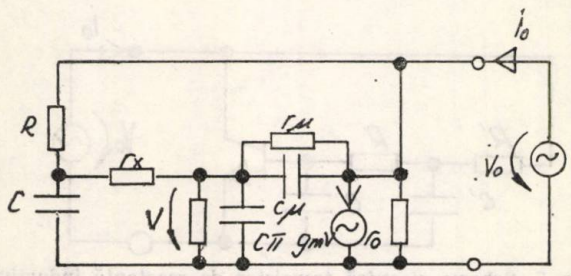


Fig. 2. Schema electrică de principiu, tranzistorul fiind echivalat cu schema de semnal mic Giacoletto-Johnson.

Pe baza acestei scheme, rezultă admitanța circuitului cu formula:

$$\frac{I_0}{V_0} = g_0 + \frac{1}{R} + g_m \frac{C_\mu}{C} + j\omega C_\mu (1 + g_m R_x) + \frac{1}{j\omega \dfrac{CR}{g_m}}. \quad (1)$$

Formula (1) a fost determinată în următoarele condiții, introduse pe parcursul efectuării calculelor:

$$g_\mu \ll g_m, \quad \omega CR \gg 1, \quad \beta \gg 1, \quad r_x \ll r_\pi,$$

$$R \ll r_\mu, \quad g_m \gg \omega C_\mu, \quad \omega r_x (C_\pi + C_\mu) \ll 1 \Leftrightarrow f \ll f_T,$$

$$C \gg C_\pi, \quad r_\pi \gg \frac{1}{\omega C}, \quad f \leqslant f_\beta.$$

O parte din condițiile (2) de validitate ale formulei (1) sînt îndeplinite automat de către tranzistor, iar restul trebuie îndeplinite prin alegerea de către proiectant a unor valori pentru C și R, date fiind f și parametrii circuitului echivalent al tranzistorului. Între anumite limite prin schimbarea punctului static de funcționare a tranzistorului, caracterizat, în principal, de curentul continuu de colector I_C, se pot schimba și valorile circuitului echivalent natural pentru îndeplinirea totală a condițiilor (2).

Corespunzător formulei (1), rezultă schema echivalentă din figura 3 a tranzistorului de reactanță inductivă.

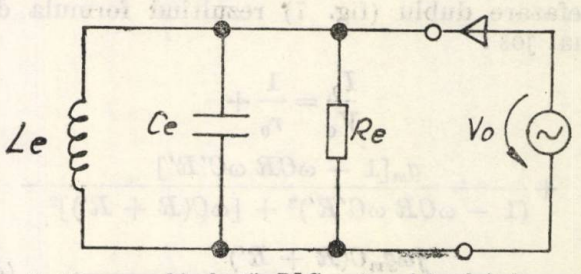


Fig. 3. Schema echivalentă *RLC* a tranzistorului de reactanță.

În schema din figura 2, la frecvența $f \leqslant f_\beta$, se poate neglija Ce față de celelalte componente echivalente și rezultă o inductanță echivalentă

* Ing. *Constantinescu, A. D.* — Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — ICPE—București.

cu pierderi, caracterizată de factorul de calitate:

$$Q = \frac{\frac{g_m}{\omega CR}}{g_0 + \frac{1}{R} + g_m \frac{C_\mu}{C}}. \quad (3)$$

Toate relaţiile anterioare au fost determinate în ipoteza funcţionării tranzistorului la semnal mic. De aici apare necesitatea determinării nivelului U_0 pentru care funcţionarea inductanţei echivalente este liniară. Condiţia de funcţionare liniară a tranzistorului bipolar este ca $U_{eb} \ll 26$ mV; din condiţia $\omega CR \gg 1$ rezultă $U_{eb} \ll U_0$, deci, $U_0 \simeq 26$ mV. Această valoare este mică, pentru necesităţile practice uzuale, dar se poate mări utilizînd schema din figura 4. Introducerea rezistenţei R_E implică modificarea valorilor circuitului echivalent natural al tranzistorului, dar şi posibilitatea creşterii valorii U_0 la 26 mV$\cdot(1 + g_m RE)$.

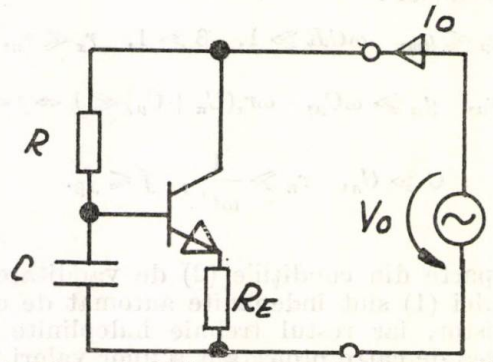


Fig. 4. Schema electrică a tranzistorului de reactanţă inductivă cu reacţie negativă locală pe o rezistenţă în emitor.

Utilizarea tranzistorului de reactanţă, bazat pe relaţiile şi condiţiile de mai sus, în schemele din figurile 5 şi 6 determină obţinerea unor rezultate practice care nu concordă cu teoria; astfel, factorul de calitate, determinat prin banda de trecere la —3 dB este mai mic decît cel teoretic.

Soluţia problemei constă într-un circuit de defazare dublu (fig. 7) rezultînd formula de mai jos:

$$\frac{I_0}{V_0} = \frac{1}{r_0} + \frac{g_m[1 - \omega CR\ \omega C'R']}{(1 - \omega CR\ \omega C'R')^2 + [\omega C(R + R')]^2} - \frac{j\omega g_m C(R + R')}{(1 - \omega CR\ \omega C'R')^2 + [\omega C(R + R')]^2}. \quad (4)$$

Formula (4) este valabilă dacă la condiţiile (2) se adaugă cele de mai jos:

$$\omega C'R' \ll 1, \quad R' \ll R, \quad C' \ll C. \quad (5)$$

În formula (4) primii doi termeni reprezintă conductanţa echivalentă, dar extrem de important este termenul al doilea, deoarece valoarea lui poate fi făcută negativă. Prin valoarea negativă, factorul de calitate creşte prin reducerea conductanţei echivalente.

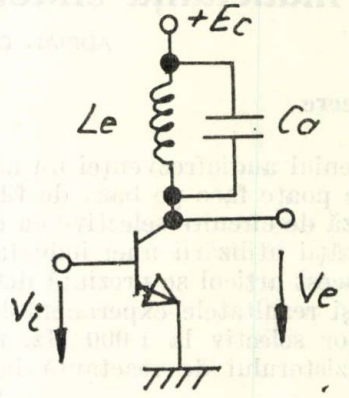


Fig. 5. Schema electrică amplificator selectiv cu circuit *LC* derivaţie.

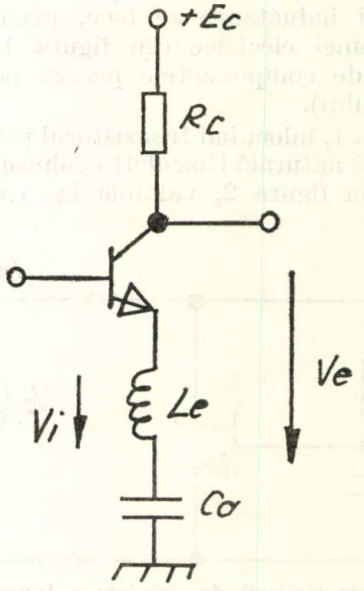


Fig. 6. Schema electrică amplificator selectiv cu circuit *LC* serie.

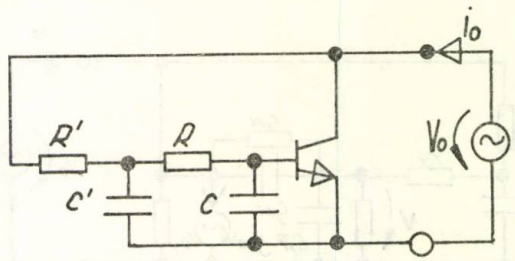


Fig. 7. Schema electrică tranzistor de reactanţă inductivă. cu circuit de defazare dublu (creşte factorul de calitate)

Această reducere nu se poate face decît în anumite limite, depăşirea determinînd oscilaţia amplificatorului prin introducerea unei conductanţe echivalente negative.

Pentru proiectare, condiţiile (5) nu implică modificarea condiţiilor (2), ceea ce determină o proiectare relativ simplă.

2. Amplificatorul selectiv

Formulele de calcul ale tranzistorului de reactanţă inductivă au fost determinate pornind de la excitaţia circuitului cu un generator de tensiune; excitaţia nu este la liberă alegere (generator de tensiune sau de curent) deoarece tranzistorul se comportă la ieşire ca un generator de curenţi şi defazarea necesară de $+90°$ între tensiune şi curent (comportare inductivă) se poate obţine numai prin excitaţia cu un generator de tensiune.

Cuplarea unui amplificator cu tranzistorul de reactanţă inductivă implică necesitatea comportării ca gen de tensiune a primului la bornele de conectare cu cel de al doilea.

Din cele de mai sus, schema de principiu care îndeplineşte aceste condiţii este cea reprezentată în figura 6.

Experimentele efectuate pe baza schemei din figura 5 au determinat rezultate foarte slabe, factorul de calitate rezultat a fost de circa 3, indicînd o comportare slab inductivă.

Revenind la schema din figura 6, factorul de transfer în tensiune rezultă:

$$A_u = \frac{V_e}{V_i} = -\frac{g_m R_C}{1 + g_m R + g_m j\left(\omega L_e - \frac{1}{\omega C_a}\right)}, \quad (6)$$

unde:

R este rezistenţa totală a circuitului oscilant serie.

Banda de trecere la -3 dB a amplificatorului este:

$$2\Delta f = \frac{f_0(1 + g_m R)}{g_m R Q}, \quad (7)$$

iar amplificarea la frecvenţa aleasă f_0 este:

$$|A_u|_0 = \frac{g_m R_C}{1 + g_m R}. \quad (8)$$

3. Rezultate experimentale

În figura 8 este dată schema electrică detaliată a amplificatorului selector cu tranzistor de reactanţă inductivă, avînd următorii parametri determinaţi prin calcul:

$f_0 = 1\,000$ Hz; $C_a = 0{,}47$ µF; $R = 18$ kΩ;
$C = 100$ nF; $R' = 1{,}8$ kΩ; $C' = 10$ nF;
$B_3\text{dB} = 136$ Hz; $L_e = 50$ mH.

Parametrii de mai sus au fost determinaţi în ipoteza că termenul al doilea din formula (4) este nul. Practic, pentru micşorarea benzii de trecere la -3 dB, termenul trebuie să devină negativ, atît cît să compenseze conductanţele pozitive introduse de primul termen din (4), de condensatorul de acord şi de rezistenţele de polarizare. Valoarea negativă se poate obţine

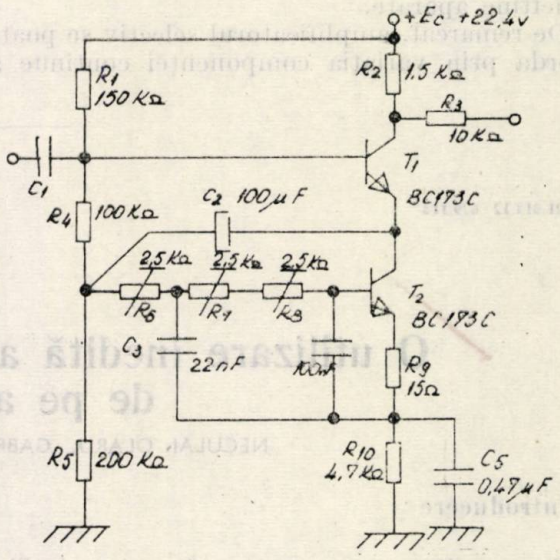


Fig. 8. Schema electrică detaliată a amplificatorului selectiv cu tranzistor de reactanţă inductivă la 1 000 Hz.

prin mărirea valorilor C' şi/sau R', teoria se confirmă în practică, comparînd valorile $C_3 = 22$ nF cu $C' = 10$ nF.

Montajul avînd schema electrică din figura 8 a fost măsurat şi rezultatele sînt următoarele:

$U_i = 8{,}8$ mV; -39 dB; $U_e = 775$ mV;

0 dB; $Au_0 = +39$ dB; $Au_0 = 88$;

$B_3\text{dB} = 48$ Hz; $1\,000 + 25/-23$ Hz;

$f_0 = 1\,000$ Hz.

Introducînd rezultatele măsurătorilor în formula (8) rezultă rezistenţa echivalentă serie $R = 4{,}22$ Ω, iar din formula (7) banda de trecere de $\pm 27{,}12$ Hz, rezultat obţinut aproximativ.

Practic, reglajul amplificatorului necesită acordul la 1 000 Hz din $R8$, brut şi $R7$ fin, apoi îngustarea benzii din $R6$ şi revenirea la reglajul fin $R7$ şi $R6$ de cîteva ori. S-a observat şi oscilaţia amplificatorului la o valoare mai mare a lui $R6$, oscilaţia fiind determinată de $R \leqslant 0$.

Diagrama amplitudine — frecvenţă anexată, reprezintă rezultatul măsurătorii efectuate cu ajutorul unui generator audio şi a unui inscriptor grafic sincronizate automat şi oferă informaţii cu privire la comportarea amplificatorului pe un domeniu larg de frecvenţă. Se observă

panta de 30 dB/oct, care oferă o selectivitate bună la un montaj așa de simplu.

4. Concluzii

Amplificatorul selectiv prezentat la performanțe bune, este unul din cele mai simple și ieftine aparate.

De remarcat, amplificatorul selectiv se poate acorda prin variația componenței continue a curentului de colector la tranzistorul de reactanță inductivă.

Acest amplificator, cuplat cu un amplificator inversor de fază, formează un oscilator cu frecvență variabilă, comandat în curent continuu sau foarte joasă frecvență, oferind posibilitatea transmiterii unui semnal cu modulație de frecvență pe o linie telefonică.

CZ 621.313.12 : 629.113

GENERATOARE ELECTRICE C.C.
AUTOVEHICULE
SURSE DE C.C.

O utilizare inedită a generatoarelor electrice de pe autovehicule

NECULAI OLARU, GABRIELA ROGOBETE * — BUCUREȘTI

Introducere

Pentru alimentarea cu energie a instalațiilor electrice ale autovehiculelor în timpu funcționării motorului termic sînt folosite generatoare electrice de curent continuu (sau alternativ).

Tensiunea nominală a instalațiilor electrice a autovehiculelor și în special a autovehiculelor grele este, în general, de 24 V. Dar tensiunea debitată de generatoarele de curent continuu variază funcție de turația de antrenare și pentru a se menține constantă se utilizează relee regulatoare cu ajutorul cărora se modifică, în funcție de viteza de rotație și sarcină, tensiunea în înfășurarea de excitație.

Neutilizînd releul regulator și alimetînd înfășurarea de excitație de la bateriile de acumulatoare a mașinii pînă la tensiunea de 24 V și apoi prin autoexcitație se pot obține la turații mari, tensiuni de pînă la 50 —60 V, suficiente pentru amorsarea unui arc electric între doi electrozi, dacă și puterea generatorului este suficientă.

1. Surse pentru alimentarea arcului

Sursele pentru alimentarea arcului pot fi în curent continuu sau în curent alternativ.

În cele ce urmează ne vom ocupa numai de sursele în curent continuu.

În general, sursele pentru sudare au caracteristici conforme cu fenomenele care se petrec în procesul de sudare. Arderea stabilă a arcului electric este posibilă numai dacă tensiunea sursei variază în mod corespunzător cu schimbările regimului de sudare și depinde de caracteristica externă a sursei de alimentare $U = f(I)$.

După tipul caracteristicii externe există două tipuri de generatoare de sudură :

a. *Generator de sudură cu caracteristica externă coborîtoare*, la care tensiunea scade mult, cu creșterea curentului (figura 1).

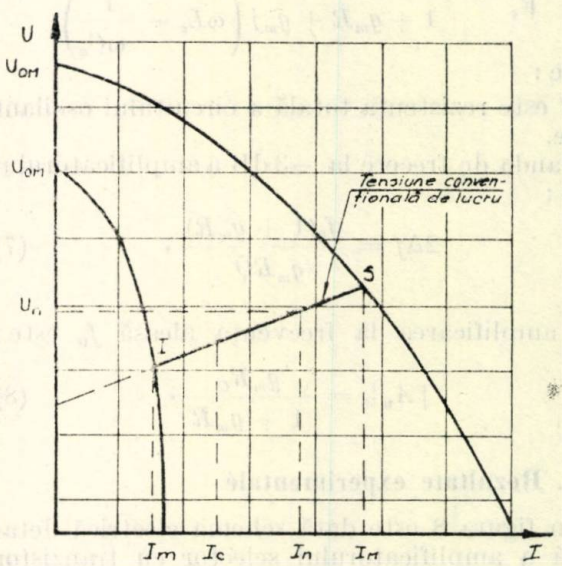


Fig. 1. Generator de sudură cu caracteristică coborîtoare: *S* — limita superioară a domeniului de reglaj; *I* — limita inferioară a domeniului.

b. *Generator de sudură cu caracteristică externă rigidă* (coborîtoare sau slab crescătoare), adică tensiunea rămîne aproape constantă, cînd curentul variază (fig. 2).

Notațiile din figurile 1 și 2 au următoarele semnificații :

U_{oM} — tensiunea maximă de mers în gol,

U_{om} — tensiunea minimă de mers în gol,

Ing. *Olaru N., Rogobete, G.* — Institutul de cercetări și proiectări de mecanică — București.

U_n — tensiunea de lucru nominală,
I_m — curentul minim de sudare,
I_M — curentul maxim de sudare,
I_c — curentul de sudare de durată,
I_n — curentul nominal de sudare.

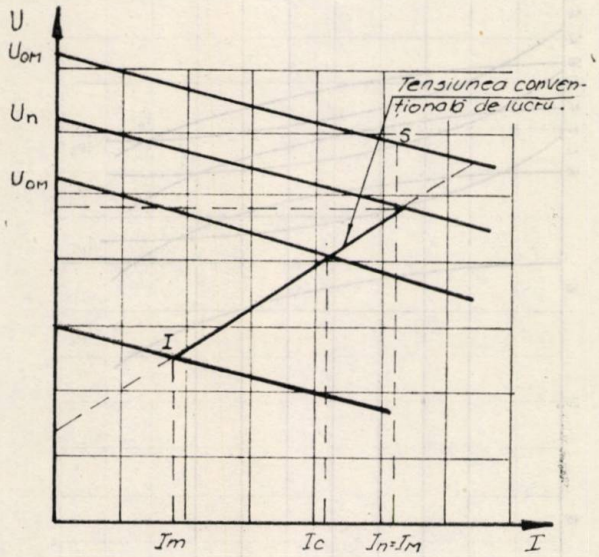


Fig. 2. Generator de sudură cu caracteristică rigidă.

Curenţii de sudare nu pot depăși valoarea curentului maxim de sudare, care la generatoarele cu caracteristică coborîtoare poate fi mai mare decît curentul nominal, iar la generatoarele cu caracteristică rigidă este cel mult egal cu curentul nominal.

2. Utilizarea generatorului G 6,5 s ca sursă pentru sudare

a. *Tipul constructiv*

Generatorul G 6,5 s este o mașină cu excitaţie separată care alimentează consumatorii electrici din instalaţiile de pe autovehicule grele. În instalaţia în care lucrează, tensiunea debitată de generator este menţinută constantă de către un releu regulator.

b. *Condiţii tehnice*

Mărimile nominale ale generatorului:
— puterea nominală 6,5 kW;
— tensiunea nominală 28,5 V;
— curentul nominal 230 A;
— regimul de turaţie 3 300 ... 6 500 rot/min;
— excitaţia separată.

c. *Caracteristicile generatorului*

Caracteristica de mers în gol $E_0 = f(I_e)$ pentru $I = 0$ și $n = \text{const}$. Neglijînd căderile de tensiune în înfășurări, se poate aproxima că $E_0 \approx U_0$ și, deci, se va trasa caracteristica: $U_0 = f(I_e)$. Pentru trasarea caracteristicii de mers în gol s-a folosit montajul din figura 3 cu întrerupătorul K deschis. Încercările s-au făcut la Întreprinderea de mașini electrice București, folosind, pentru antrenare, un motor de curent continuu și un multiplicator cu raportul de multiplicare de 3,7.

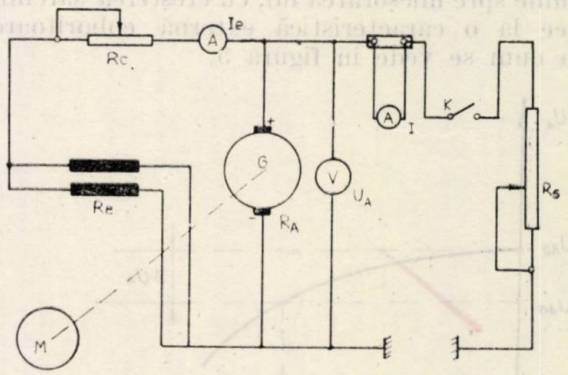


Fig. 3. Schema generatorului G 6,5.

S-au ridicat două caracteristici de mers în gol: una la o viteză de rotaţie a generatorului $n = 6\,500$ rot/min și cealaltă la o viteză de rotaţie $n = 3\,300$ rot/min. Reprezentarea grafică a caracteristicii de mers în gol este dată în figura 4.

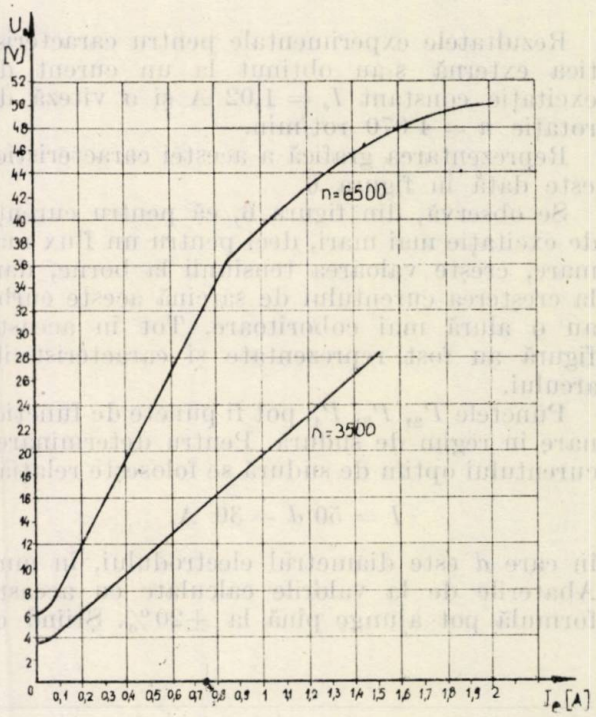


Fig. 4. Caracteristica de mers în gol a generatorului G 6,5 s.

Caracteristica externă $U_A = f(I)$ pentru $R_e = \text{const}$. și $n = \text{const}$. Caracteristica externă a generatorului cu excitaţie derivaţie, demonstrează influenţa sarcinii asupra tensiunii la borne, în situaţia în care nu se intervine asupra reostatului de cîmp. Însă, deși rezistenţa reo-

statului de cîmp este constantă, curentul de excitaţie la variaţia sarcinii este variabil, datorită faptului că variază şi tensiunea la borne :

$$I_e = U_A/(R_e + R_e).$$

Această variaţie a curentului de excitaţie şi anume spre micşorarea lui, cu creşterea sarcinii, duce la o caracteristică externă coborîtoare, aşa cum se vede în figura 5.

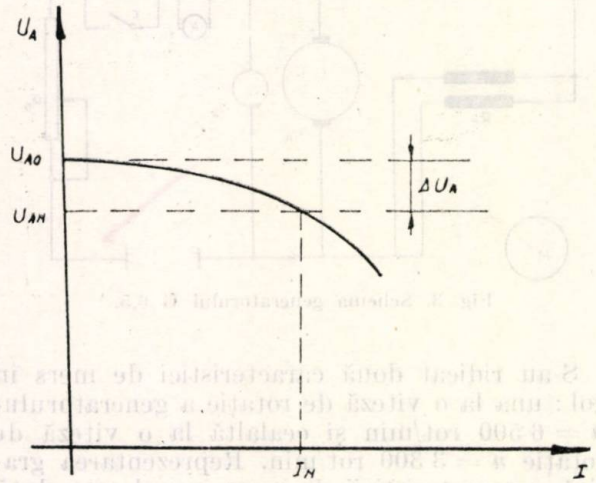


Fig. 5. Caracteristica externă a generatorului cu excitaţie derivaţie.

Rezultatele experimentale pentru caracteristica externă s-au obţinut la un curent de excitaţie constant $I_e = 1{,}02$ A şi o viteză de rotaţie $n = 4\,070$ rot/min.

Reprezentarea grafică a acestei caracteristici este dată în figura 6.

Se observă, din figura 6, că pentru curenţi de excitaţie mai mari, deci pentru un flux mai mare, creşte valoarea tensiunii la borne, dar, la creşterea curentului de sarcină aceste curbe au o alură mai coborîtoare. Tot în această figură au fost reprezentate şi caracteristicile arcului.

Punctele P_2, P_3, P_4, pot fi puncte de funcţionare în regim de sudură. Pentru determinarea curentului optim de sudură se foloseşte relaţia :

$$I = 50\ d - 30\ \text{A},$$

în care d este diametrul electrodului, în mm. Abaterile de la valorile calculate cu această formulă pot ajunge pînă la $\pm 20\%$. Ştiind că valoarea curentului nominal al acestui generator este $I_n = 230$ A se poate determina diametrul maxim al electrodului cu care se poate suda.

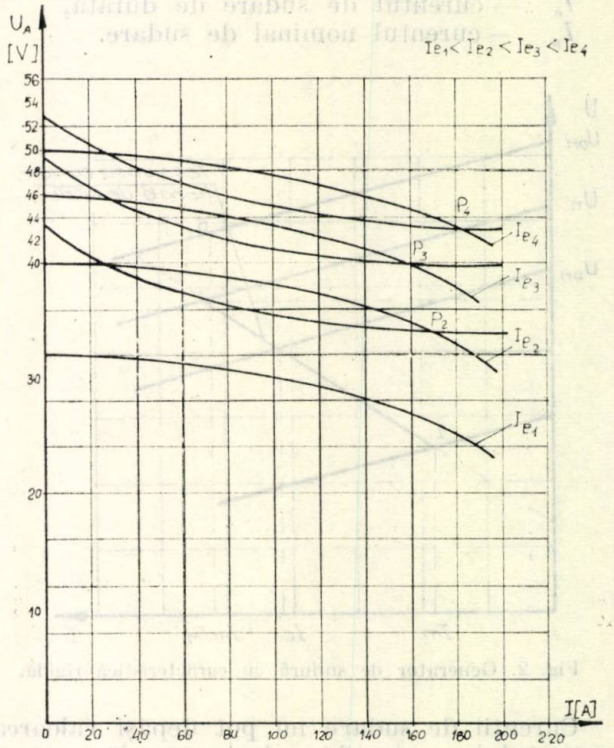


Fig. 6. Caracteristica externă a generatorului G 6,5 s.

$$d = \frac{I_n + 30}{50} = \frac{230 + 30}{50} = \frac{260}{50} = 5{,}3\ \text{mm}.$$

Diametrul şi lungimea electrozilor depind de grosimea pieselor de sudat. Pentru oţel se folosesc electrozi înveliţi cu dimensiunile indicate în tabelul 1.

Se observă că se pot suda table cu grosimi de pînă la 7 mm, cu ajutorul acestui generator.

Schema de utilizare în regim de sudură (fig. 7). Dat fiind faptul că pe autovehicule generatorul lucrează în tampon cu bateria de acumulatoare se poate adapta schema de funcţionare în regim de sudură astfel : cînd tensiunea generatorului este sub tensiunea bateriei de acumulatoare, acesta funcţionează ca un generator cu excitaţie separată. Din momentul în care tensiunea generatorului depăşeşte tensiunea bateriei de acumulatoare, acesta funcţionează ca un generator de c.c. cu excitaţie derivaţie.

Tabelul 1

Grosimea tablelor, mm	0,5–1	1–1,5	1,5–2	2–3	4	4–6	7	8	15	20
Diametrul electrodului, mm	1	1,5	2	2,5	3,25	4	5	6	8	10
Lungimea electrodului, mm	300	300	300	300	450	450	450	450	450	450

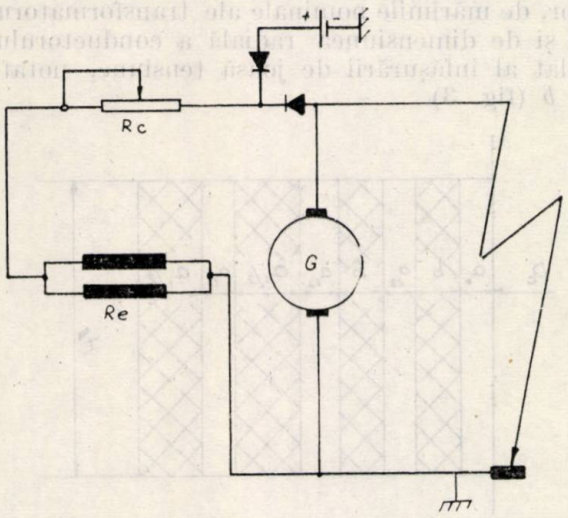


Fig. 7. Schema de utilizare în regim de sudură.

Concluzii

Din cele arătate mai sus rezultă că folosind generatoarele cu care sînt echipate anumite autovehicule grele (autocamioane de mare tonaj, tractoare, autospeciale) sau instalaţii fixe, echipate cu motoare termice puternice, se pot executa lucrări de sudură.

Acest lucru elimină deplasarea la locul defecţiunii, a unor grupuri speciale de sudură, astfel că durata eliminării unor defecţiuni şi, deci, punerea în funcţionare a maşinii sau instalaţiei devine mult mai mică.

Este însă necesar ca, pentru a constata dacă utilizarea acestor generatoare şi în regim de sudură nu influenţează parametrii nominali pe toată durata de garanţie, să se facă încercări de fiabilitate cu aceste generatoare.

Rezultatele favorabile ale acestor încercări vor duce la posibilitatea de echipare a unui număr cît mai mare de motoare termice cu aceste tipuri de generatoare.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[2] *Prisăcaru, V.* ş.a. Utilizările energiei electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1969.

[3] *Gheorghiu Ion, S., Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice, vol. 1, Bucureşti, Editura Academiei R.S.R., 1968.

[4] * * * I.M.E.B. — Caiet de sarcini pentru generatorul G 6,5.

[5] * * * I.M.E.B. — Prospecte pentru generatoare de sudură.

CZ 621.314 : 621.3.045

TRANSFORMATOARE TRIFAZATE
ÎNFĂŞURĂRI

Metoda de dimensionare a înfăşurărilor transformatoarelor trifazate cu tensiuni medii şi mici

MIRCEA COVRIG, LUXANDRA TOGUI* — BUCUREŞTI

Introducere

Proiectarea transformatorului presupune determinarea dimensiunilor principale [1] : aria secţiunii coloanei A_c, înălţimea şi lărgimea ferestrei, H şi F (fig. 1), în condiţiile satisfacerii parametrilor impuşi prin tema de proiect sau prin standarde.

Aceştia sînt :

— puterea aparentă nominală (S_n);

— tensiunile nominale ale înfăşurărilor ($U_{1n}//U_{2n}$);

— tensiunea şi pierderile de scurtcircuit (u_{sc} şi P_{scn});

— curentul şi pierderile la funcţionarea în gol (i_o şi P_{on});

— încălzirea corespunzătoare clasei de izolaţie impuse.

Calculul de proiectare operează, de obicei, cu diametrul coloanei D_c, înălţimea înfăşurări-

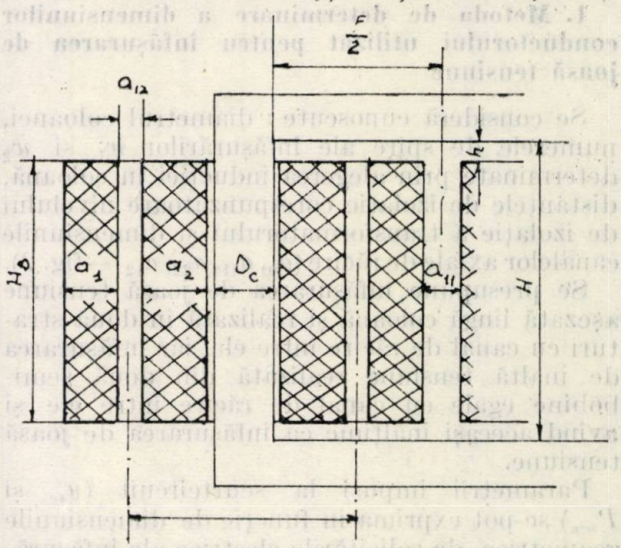


Fig. 1. Dimensiunile principale ale transformatorului.

* Autorii sînt cadre didactice la I.P. — Bucureşti

lor H_B și dimensiunile radiale ale acestora a_1 și a_2; acestea împreună cu distanțele de izolație caracteristice nivelului de izolație al transformatorului determină dimensiunile principale A_c, H și F.

În literatură se întîlnesc diferite metode de proiectare a transformatorului, care se deosebesc după modul de abordare a problemei:

a — metoda coeficientului de configurație geometrică $\beta = \frac{\pi D}{H_B}$ (fig. 1), în care determinarea dimensiunilor principale se face prin alegerea valorii coeficientului β. Pentru acest coeficient literatura de specialitate recomandă limite de variație destul de largi [3], rezultate dintr-un optim tehnico-economic care prezintă o variație aplatizată în jurul valorii minime;

b — metoda volumului de cupru echivalent presupune determinarea, pe baza pierderilor de scurtcircuit impuse și a unei densități de curent medii alese, a volumului ocupat de înfășurări; în funcție de acesta se dimensionează apoi fereastra transformatorului [4];

c — metoda tensiunii pe spiră, în care determinarea dimensiunilor principale se face prin adoptarea tensiunii pe spiră și a inducției în coloană, pe baza datelor recomandate în literatura de specialitate [2].

Soluția finală se stabilește în urma unui calcul de variante, însoțit de numeroase reluări, pentru satisfacerea, în primul rînd, a compatibilităților tehnice. În lucrare se prezintă o metodă rapidă pentru determinarea variantei care corespunde acestor cerințe. Metoda este prezentată pentru transformatoarele care au înfășurarea de joasă tensiune de tip cilindric și cea de înaltă tensiune de tip stratificat, tipuri utilizate la transformatoarele cu tensiuni medii și puteri pînă la 2 000 kVA, dar este aplicabilă pentru orice tip de înfășurare.

1. Metoda de determinare a dimensiunilor conductorului utilizat pentru înfășurarea de joasă tensiune

Se consideră cunoscute: diametrul coloanei, numerele de spire ale înfășurărilor w_1 și w_2 determinate prin alegerea inducției în coloană, distanțele de izolație corespunzătoare nivelului de izolație a transformatorului și dimensiunile canalelor axiale de răcire (a_0, a_{11}, a_{22}, a_{12} — fig. 2).

Se presupune înfășurarea de joasă tensiune așezată lîngă coloană și realizată în două straturi cu canal de răcire între ele, iar înfășurarea de înaltă tensiune realizată din două semibobine egale cu canal de răcire între ele și avînd aceeași înălțime ca înfășurarea de joasă tensiune.

Parametrii impuși la scurtcircuit (u_{sc} și P_{scn}) se pot exprima în funcție de dimensiunile geometrice, de solicitările electrice ale înfășurărilor, de mărimile nominale ale transformatorului și de dimensiunea radială a conductorului izolat al înfășurării de joasă tensiune, notată cu *b* (fig. 3).

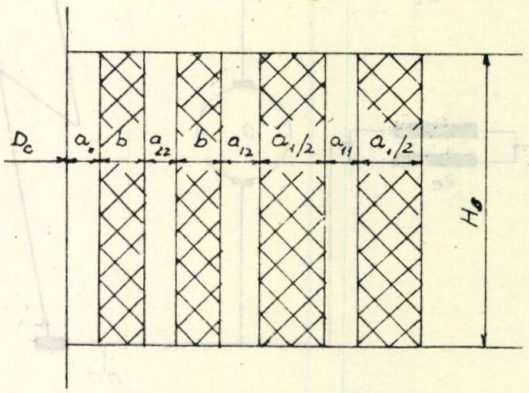


Fig. 2. Dispunerea înfășurărilor în fereastra transformatorului.

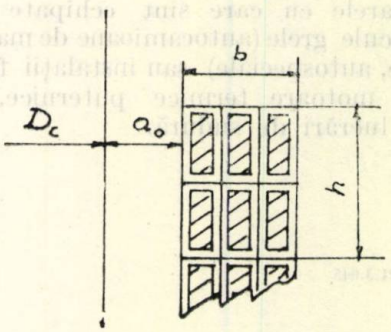


Fig. 3. Detaliu pentru înfășurarea de joasă tensiune.

Pierderile de scurtcircuit se obțin prin însumarea pierderilor de pe fiecare bobină în parte, calculate conform relației $P_j = \rho J^2 V$, unde ρ este rezistivitatea materialului conductor, j densitatea de curent și V volumul activ al înfășurării considerate. Astfel, pentru bobina așezată pe coloană pierderile au expresia:

$$P_{j21} = \rho\, J_2^2 \pi (D_c + 2a_{01} + b)\, s_{cu2} \frac{w_2}{2} =$$

$$= \frac{\rho\, \pi\, w_2\, I_{2nf}}{2} [(D_c + 2a_{01}) + b] J_2 = (m + nb) J_2, \quad (1)$$

I_{2nf} fiind curentul nominal pe fază al înfășurării considerate.

Asemănător, se determină pierderile în celelalte bobine; dimensiunea radială a_1 a înfășurării de înaltă tensiune se determină din condiția de egalitate a solenațiilor celor două înfășurări. Rezultă:

$$a_1 = k_1 b \varepsilon + g_i, \quad (2)$$

unde :

$$k_1 = \frac{w_1}{k} \cdot \frac{k_{iz1}}{k_{iz2}} \cdot \frac{I_{1nf}}{I_{2nf}}, \qquad k = \frac{w_2}{2} + 1$$

și $\varepsilon = \frac{J_2}{J_1}$,

iar :

k_{iz1} și k_{iz2} reprezintă factorii de umplere corespunzători conductoarelor izolate ale celor două înfășurări și g_i lățimea totală a izolației dintre straturile înfășurării de înaltă tensiune.

Expresia pierderilor electrice în înfășurările dispuse pe o coloană poate fi pusă sub forma :

$$P_j = (k_6 + k_7 b) J_2, \tag{3}$$

în care :

$$k_6 = \pi \rho \left[w_2 I_{2nf} k_{r2} (D_c + 2a_0 + a_{22}) + \right.$$

$$\left. + w_1 I_{1nf} k_{r1} \frac{D_c + 2a_0 + 2a_{22} + 2a_{12} + a_{11} + g_i}{\varepsilon} \right]$$

$$k_7 = \pi \rho \left[2 w_2 I_{2nf} k_{r2} + w_1 I_{1nf} k_{r1} \frac{4 + k_1 \varepsilon}{\varepsilon} \right],$$

în care :

k_{r1} și k_{r2} sînt factorii de majorare a pierderilor în curent alternativ corespunzători înfășurării de înaltă, respectiv, joasă tensiune.

Rezultă expresia pierderilor de scurtcircuit :

$$P_{scn} = 3 k_s P_j,$$

k_s fiind coeficientul de pierderi suplimentare [3], [1].

Componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit pentru tipurile de înfășurări considerate are expresia :

$$u_{scr} = 2\pi f_n \mu_0 \frac{S_n}{3} k_R \frac{1}{U_{sp}^2} \frac{\pi D_{12}}{H_B} \left(a_{12} + \right.$$

$$\left. + \frac{a_{11} + a_{22}}{4} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right), \tag{4}$$

în care dimensiunile geometrice sînt notate conform figurii 2, iar k_R este coeficientul lui Rogovski.

Se poate scrie :

$$a_{12} + \frac{a_{11} + a_{22}}{4} + \frac{a_1 + a_2}{3} = k_2 + k_3 b, \tag{5}$$

$$\frac{\pi D_{12}}{H_B} = (k_4 + k_5 b) b_{j2}, \tag{6}$$

în care :

$$k_2 = a_{12} + \frac{a_{11} + a_{22}}{4} + \frac{g_i}{3},$$

$$k_3 = \frac{k_1 \varepsilon + 2}{3},$$

$$k_4 = \frac{\pi (D_c + 2a_0 + a_{12} + \frac{a_{11} + 3a_{22} + g_i}{3}}{k k_{iz2} I_{2nf}},$$

$$k_5 = \frac{\pi}{3} \frac{k_1 + 6\varepsilon}{\varepsilon k k_{iz2} I_{2nf}}.$$

Din tensiunea de scurtcircuit reactivă înlocuind (5) și (6) în (4) și exprimînd densitatea de curent J_2 din relația (3) se obține ecuația pentru calculul dimensiunii radiale a conductorului înfășurării de joasă tensiune :

$$f(b) = \alpha b^3 + \beta b^2 + \gamma b + \delta = 0, \tag{7}$$

în care :

$$\alpha = k_8 k_5 k_3,$$

$$\beta = k_8 [k_5 k_2 + k_4 k_3],$$

$$\gamma = k_8 k_4 k_2 - k_7 u_{scr},$$

$$\delta = - k_6 u_{scr},$$

$$k_8 = 8{,}33 \cdot 10^{-7} f_n \frac{S_n P_{scn} k_s}{U_{sp}^2}.$$

Deoarece la stabilirea ecuației (7) s-au luat în considerație expersiile componentei reactive a tensiunii de scurtcircuit și a pierderilor în scurtcircuit, rezultă că orice soluție a acesteia va verifica valorile impuse ale acestor mărimi, valori care intervin în expresiile coeficienților ecuației. De altfel, trebuie remarcat faptul că toți coeficienții $k_1, k_2, \ldots, k_8$, respectiv α, β, γ, δ depind doar de mărimi impuse sau considerate cunoscute la abordarea calculului, unele dintre ele regăsindu-se ca atare în soluția finală — distanțele de izolație, altele putind fi afectate de modificări — k_{iz1}, k_{iz2}, k_R etc.

2. Rezolvarea ecuației și unicitatea soluției

Ecuația (7) are coeficienții α, β și γ strict pozitivi (produse de numere pozitive), iar coeficientul δ strict negativ ; se demonstrează că ecuația are o singură soluție reală și pozitivă celelalte două fiind negative sau imaginare. Prin urmare, metoda propusă conduce la o soluție unică, în condițiile unor date inițiale de calcul precizate (D_c, w_1, w_2, ε etc.). Orice altă variantă presupune modificarea cel puțin a uneia dintre mărimile adoptate inițial.

Pentru rezolvarea ecuației se folosește schimbarea de variabilă :

$$b = z - \frac{1}{3}\frac{\beta}{\alpha}, \tag{8}$$

care aduce ecuația la forma canonică :

$$z^3 + pz + q = 0, \tag{9}$$

în care :

$$p = \frac{\gamma}{\alpha} - \frac{1}{3}\left(\frac{\beta}{\alpha}\right)^2 \quad \text{și} \quad q = \frac{2}{27}\left(\frac{\beta}{\alpha}\right)^3 - \frac{1}{3}\left(\frac{\gamma}{\alpha}\right)\left(\frac{\beta}{\alpha}\right) + \frac{\delta}{\alpha}.$$

Dacă discriminantul ecuației :

$$\Delta = \left(\frac{q}{2}\right)^2 + \left(\frac{p}{3}\right)^3,$$

este pozitiv, soluția reală unică a ecuației (9) este :

$$z = \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\Delta}} + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\Delta}}. \tag{10}$$

Dacă discriminantul este negativ soluția reală care asigură valoarea pozitivă a lui b este [6] :

$$z = 2r\cos\frac{\varphi}{3}, \tag{11}$$

cu :

$$z = \sqrt{-\frac{p}{3}} \quad \text{și} \quad \varphi = \arccos\left(-\frac{q}{2r^3}\right).$$

3. Influența datelor inițiale de calcul asupra valorii calculate a lățimii conductorului

În expresia coeficienților ecuației (7), în afara mărimilor fixate prin tema de proiect sau prin clasa de izolație, intervin elemente care depind de tipul conductoarelor utilizate — k_{iz1}, k_{iz2}, k_{r1} k_{r2} —și raportul densităților de curent din înfășurări, ε. Acestea nu pot fi evaluate inițial, adoptîndu-se valori preliminare în limitele celor uzuale, urmînd să fie corectate după stabilirea soluției constructive a înfășurărilor. Este necesar să se cunoască influența acestora asupra soluției ecuației considerate.

a — *Influența factorilor de umplere k_{iz1} și k_{iz2}*

Factorii de umplere sînt definiți ca raportul dintre suprafața ocupată de conductorul izolat și suprafața conductorului neizolat :

$k_{iz} = \dfrac{a_{iz}\, b_{iz}}{s_c}$ la conductoarele profilate și :

$k_{iz} = \dfrac{d_{iz}^2}{s_c}$ la conductoarele rotunde, a_{iz}, b_{iz}, respectiv d_{iz} fiind dimensiunile conductorului izolat.

Pentru tipizarea procesului tehnologic, în cadrul aceleiași serii de fabricație, fabricile constructoare utilizează un mod unitar de izolare a conductoarelor pentru o gamă largă de dimensiuni, astfel încît domeniul de variație a factorului de umplere poate fi apreciat dacă se cunosc domeniile de variație a dimensiunilor conductoarelor. De exemplu, la izolație constantă a conductoarelor de 0,44 mm grosime unilaterală, factorul de umplere variază între limitele 1,16...1,32 la variația dimensiunilor conductoarelor în domeniul 4,5... 8 pe direcție radială și 8,5... 18 pe direcție axială. În aceste condiții adaptarea unei valori medii $k_{iz} = 1{,}24$, conduce la o eroare de apreciere de maximum $\pm 6{,}4\%$. Verificînd influența coeficientului de umplere al înfășurării de joasă tensiune k_{iz2} asupra soluției ecuației, în condițiile în care toți ceilalți parametri rămîn neschimbați se poate constata (tabelul 1) că indiferent de puterea transformatorului eroarea introdusă de k_{iz2} nu depășește eroarea de apreciere a factorului respectiv.

Tabelul 1

$S_n = 100$ kVA ; Y_{y0} $U_{1n}/U_{2n} = 20/0{,}4$ kV $\varepsilon = 1$; $k_{iz2r} = 1{,}24$	$\Delta k_{iz2}\%$	−20	−10	−5	0	+5	+10	+20
	$\Delta b\%$	−18,4	− 8,9	−4,6	0	+4,4	+ 8,6	+17,5
$S_n = 100$ kVA ; Y_{y0} $U_{1n}/U_{2n} = 20/0{,}4$ kV $\varepsilon = 1{,}25$; $k_{iz22} = 1{,}24$	$\Delta k_{iz2}\%$	−15	−10	−5	0	+5	+10	+15
	$\Delta b\%$	−14,6	− 9,2	−4,2	0	+4,7	+ 8,9	+13,3
$S_n = 1\,000$ kVA ; D_{y0} $U_{1n}/U_{2n} = 20/0{,}4$ kV $\varepsilon = 1$; $k_{iz2r} = 1{,}24$	$\Delta k_{iz2}\%$	− 7	− 5	−3	0	+3	+ 5	+ 7
	$\Delta b\%$	− 6,1	− 4,3	−2,5	0	+2,6	+ 4,2	+5,9

În ceea ce privește factorul de umplere a înfășurării de înaltă tensiune se constată că influența acestuia asupra soluției ecuației este neglijabilă și, practic, independentă de puterea transformatorului. Rezultate asemănătoare s-au obținut și pentru celelalte transformatoare ale seriei. Rezultatele obținute permit să se aprecieze că utilizarea în calculul preliminar a unor valori medii pentru factorii de umplere ai înfășurărilor influențează soluția în limita erorilor de rotunjire a conductorului la dimensiunile standardizate.

În ceea ce privește factorul de majorare pentru înfășurarea de joasă tensiune, k_{r2} se poate constata că acesta poate fi apreciat în calculul preliminar cu orice valoare, în limitele economice admise pentru pierderile suplimentare (max 20%) fără ca influența asupra soluției ecuației să fie mai mare decît cea care se efectuează prin normalizarea dimensiunilor conductorului înfășurării (s-a considerat $k_{r2} = 1{,}1$ ca valoare de referință).

Tabelul 2

$S_n = 100$ kVA ; Y_{y0} $U_{1n}/U_{2n} = 20/0{,}4$ kV $\varepsilon = 1$; $k_{iz1r} = 1{,}5$	Δk_{iz1}%		−20	−10	0	+10	+20	+30
	Δb%		+ 3,2	+ 1,7	0	− 1,8	− 3,4	− 4,4
$S_n = 1\,600$ kVA ; Y_{y0} $U_{1n}/U_{2n} = 20/0{,}4$ kV $\varepsilon = 1$; $k_{iz1r} = 1{,}35$	Δk_{iz1}%	−15	−10	− 5	0	+ 5	+10	+15
	Δb%	+ 3,2	+ 1,8	+ 0,98	0	− 1,2	− 2,3	− 3,2

b — *Influența factorului de majorare a pierderilor în c.a., k_{r2}*

Pierderile suplimentare în înfășurări sînt apreciate cu ajutorul factorilor de majorare a pierderilor în c.a., care depind de dimensiunile conductoarelor și de tipul constructiv al înfășurărilor.

În calculul preliminar se adoptă valori aproximative conform indicațiilor din literatura de specialitate. În gama de puteri considerată se poate aprecia că pierderile suplimentare în c.a., sînt neglijabile în înfășurarea de înaltă tensiune, realizată din conductor rotund sau profilat de secțiune redusă ($k_{r1} \simeq 1$).

Tabelul 3

k_{r2}	1,03	1,05	1,07	1,1	1,15	1,2
Δk_{r2}%	−6,5	−4,5	−2,7	0	+4,5	+9,1
Δb%	−2	−1,45	−0,9	0	+1,25	+2,8

c — *Influența raportului densităților de curent în înfășurări*

Dintre toate valorile posibile pentru densitățile de curent care satisfac valoarea ε a raportului J_2/J_1 prezintă importanță practică doar cele care satisfac ecuația (3) deoarece acestea asigură verificarea pierderilor de scurtcircuit.

Efectuînd verificări ale influenței parametrului ε asupra lățimii totale a conductorului înfășurării de joasă tensiune și a densității de curent J_2 pentru transformatoare cu puteri nominale de 250, 630, 1 600 kVA, tensiuni nominale de 20/0,4 kV, conexiuni D_y și tensiunea de scurtcircuit $u_{sc} = 6\%$, considerînd ca valori de referință soluțiile corespunzătoare raportului $\varepsilon = 1$, s-a putut constata (tabelul 4) că parametrul ε influențează soluțiile ecuației, practic în același mod, indiferent de puterea transformatorului, el determinînd, de fapt, volumul înfășurărilor și, în ultimă instanță, prețul de cost al acestuia. După cum se observă din tabelul 4, dacă se cunosc valorile b și J_2

Tabelul 4

	ε / S_n	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3
Δb%	250	+19	+11,2	+4,9	0	−6	−10	−13,6
	630	+19,5	+11,7	+5,1	0	−5	− 8,7	−15,2
	1 600	+21,6	+12,2	+5,6	0	−4,6	− 8,7	−12,1
ΔJ_2%	250	−21,5	−13,2	−7,1	0	+6,4	+12	+17,2
	630	−21,5	−13,6	−5,9	0	+6,1	+11,6	+17,5
	1 600	−22,4	−13,5	−6,5	0	+5,9	+11,3	+16,8

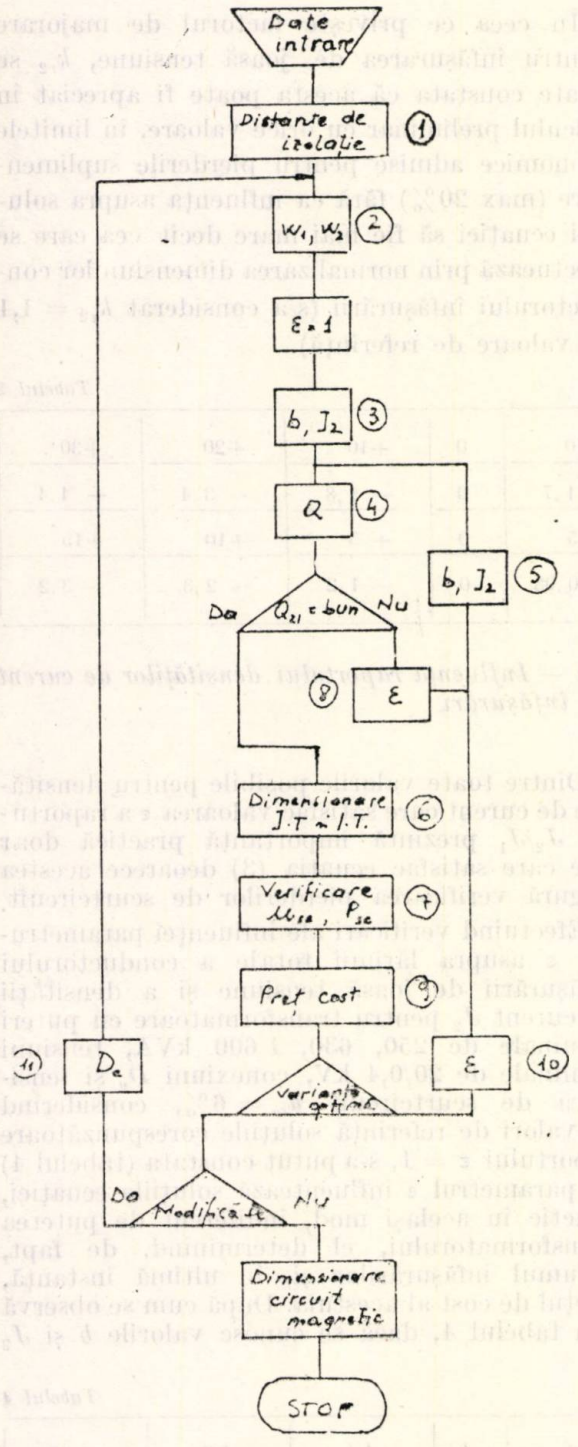


Fig. 4. Organigrama calculului de proiectare a transformatorului.

pentru $\varepsilon = 1$, acestea rezultă direct la un ε oarecare, legea de variație a lor fiind :

$$b(\varepsilon) = \frac{b(1)}{\sqrt{\varepsilon}}, \qquad (12)$$

respectiv :

$$J_2(\varepsilon) = J_2(1)\sqrt{\varepsilon},$$

erorile față de soluția exactă a ecuației fiind mai mici de 6%, deci, în limitele determinate de rotunjirea conductorului la valorile normalizate. În consecință, pentru același diametru al coloanei este posibilă verificarea rapidă a diferite soluții, rezolvînd ecuația (7) doar pentru o singură valoare a raportului ε.

4. Utilizarea calculatoarelor numerice pentru optimizarea soluției

Folosirea metodei prezentate într-un program pentru calculator numeric reduce timpul afectat calculelor de variante în condițiile unui criteriu impus de optimizarea soluției. Logica programului este prezentată în organigrama din figura 4 :

— se aleg distanțele de izolație și inducția în coloană și se precizează mărimile inițiale : k_{iz1}, k_{iz2}, k_{r1}, k_{r2}, — blocul 1 ;

— se determină numerele de spire ale înfășurărilor — blocul 2 ;

— se determină dimensiunea radială echivalentă b a conductorului de joasă tensiune și densitatea de curent J_2 pentru $\varepsilon = 1$ — blocul 3 ;

— se determină fluxul termic pentru bobina cea mai solicitată — blocul 4 ;

— dacă fluxul termic depășește valoarea maximă admisă se modifică ε, deci b și J_2 — blocul 5 ;

— se dimensionează înfășurările de înaltă și joasă tensiune — blocul 6 ;

— se determină tensiunea și pierderile de scurtcircuit — blocul 7 ;

— se calculează prețul de cost — blocul 9 ;

— se determină varianta optimă prin modificarea lui ε — blocul 10 sau a diametrului coloanei — blocul 11 ;

— se definitivează varianta optimă conform criteriului de optimizare impus.

5. Concluzii

Metoda de proiectare prezentată în lucrare reprezintă un mod nou de abordare a calculului transformatorului, deoarece ține seama, încă din prima etapă, de calcul de toate mărimile impuse prin tema de proiect și de standardele în vigoare, conducînd în condiții inițiale date (D și ε aleși și variantă constructivă cunoscută a înfășurărilor) la o soluție unică ce verifică toți parametrii impuși, în limitele erorilor admise. Unicitatea soluției în condiții date arată că orice variantă de calcul presupune fie modificarea raportului densităților de curent din înfășurări, ε, la diametru constant, fie a diametrului la ε constant, fie modificarea simultană a celor două mărimi. Metoda este foarte avantajoasă pentru proiectarea asistată de calculator deoarece soluția ecuației stabilește dispunerea înfășurărilor în fereastra transformatorului și verificarea parametrilor impuși cu un număr minim de încercări, urmînd ca problemele de optim tehnico-economic să se rezolve prin executarea de variante de calcul după criteriul stabilit de programator.

Anexa 1

Exemplu de calcul

1. *Tema de proiect*:

puterea aparentă nominală: $S_n = 400$ kVA;
tensiunile și curenții nominali:

$$U_{1n}/U_{2n} = 10/0{,}525 \text{ kV};$$

$$I_{1n}/I_{2n} = 23/440 \text{ A};$$

conexiuni: y_y
pierderile nominale de scurtcircuit:

$$P_{scn} = 4{,}6 \text{ kW};$$

tensiunea nominală de scurtcircuit: $u_{sc} = 4\%$.

2. *Datele inițiale de calcul* (cu notațiile din lucrare):

$D_c = 180$ mm; $u_{sp} = 8{,}42$ V; $w_2 = 36$ spire; $w_1 = 686$ spire; $a_{01} = 5$ mm; $a_{11} = 5$ mm; $a_{12} = 12$ mm; $a_{22} = 5$ mm; $g_i = 3{,}6$ mm; $b_i = 0$; $\rho_{cu} = 2{,}135 \cdot 10^{-8}$ Ωm; $k_s = 0{,}95$.

3. *Mărimi preliminare de calcul*:

$k_{iz1} = 1{,}35$; $k_{iz2} = 1{,}25$; $k_{r2} = 1$; $k_{r1} = 1{,}1$; $\varepsilon = 1$.

4. *Determinarea constantelor de calcul*:

$k = 19$; $k_1 = 2{,}047$;

$k_2 = 15{,}7 \cdot 10^{-3}$;

$k_3 = 1{,}349$; $k_4 = 0{,}063 \cdot 10^{-3}$;

$k_5 = 0{,}8065 \cdot 10^{-3}$;

$k_6 = 0{,}454 \cdot 10^{-3}$; $k_7 = 8{,}76 \cdot 10^{-3}$;

$k_8 = 1026{,}91$.

Observații: Toate mărimile sînt exprimate în sistemul de unități S.I.

5. *Determinarea dimensiunii radiale a conductorului echivalent* (7):

$$b = 9{,}83 \cdot 10^{-3} \text{ m}.$$

6. *Determinarea densității de curent pe înfășurarea de joasă tensiune* (3):

$$J_2 = 2{,}7 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2.$$

7. *Dimensionarea înfășurării de joasă tensiune.*

Date preliminare: $b = 9{,}83$ mm;

$$J_2 = 2{,}7 \cdot \text{A/mm}^2.$$

Grosimea bilaterală a izolației conductorului $\Delta i = 0{,}8$ mm.

Rezultă:

Secțiunea necesară a conductorului:

$$s_{cu2} = \frac{I_{2nf}}{J_2} \cong 163 \text{ mm}^2.$$

Lățimea necesară a conductorului în ipoteza așezării a două conductoare în paralel pe direcția radială $b' = \dfrac{b - 2\Delta i}{2} = 4{,}115$ mm.

Dimensiunile conductorului înfășurării de joasă tensiune, în ipoteza folosirii a patru conductoare în paralel:

$$s_{cu\,2} = 4 \times \frac{4 \times 10}{4{,}8 \times 10{,}8} = 4 \times 39{,}1 = 156{,}4 \text{ mm}^2.$$

Densitatea de curent reală: $J_2 = 2{,}81$ A/mm².
Dimensiunile înfășurării:

$$\frac{a_2}{2} = 2 \cdot 4{,}8 = 9{,}6 \text{ mm},$$

$$H_{B2} = 432 \text{ mm}.$$

8. *Dimensionarea înfășurării de înaltă tensiune*:

Densitatea de curent:

$$J_1 = \frac{J_2}{\varepsilon} = 2{,}81 \text{ A mm}^2.$$

Secțiunea necesară: $s_{cu1} = \dfrac{I_{1nf}}{J_1} = 8{,}217$ mm².

Dimensiunile conductorului înfășurării de înaltă tensiune:

$$s_{cu\,1} = 1 \times \frac{2{,}8 \times 3{,}15}{3{,}2 \times 3{,}55} = 8{,}26 \text{ mm}^2.$$

Densitatea de curent reală: $J_1 = 2{,}795$ A/mm².
Raportul densităților de curent în înfășurări:

$$\varepsilon = \frac{2{,}81}{2{,}795} = 1{,}005.$$

Numărul de straturi al înfășurării de înaltă tensiune:

$$n_{str} = 6.$$

Tensiunea între straturi: $U_{str} = 2\,021$ V.
Izolația între straturi: $4 \times 0{,}12 = 0{,}48$ mm.

Dimensiunile înfășurării:

$$\frac{a_1}{2} = 10{,}56 \text{ mm},$$

$$H_{B1} = 430 \text{ mm}.$$

9. *Calculul pierderilor de scurtcircuit reale*:

$$P_{Sc} = 4\,770 \text{ W}; \quad \varepsilon_p = 3{,}71\%.$$

10. *Calculul tensiunii de scurtcircuit reale*:

$$u_{sc} = 3{,}84\%; \quad \varepsilon_u = 4\%.$$

Observație: Calculele au fost efectuate cu rotunjiri la cea mai aproapiată valoare standardizată a dimensiunilor conductoarelor.

Bibliografie

[1] *Bălă, C.* Proiectarea mașinilor electrice. București, E.D.P., 1967.

[2] *Jezierski, E., Gogolevski, Z.* ș.a. Transformatoare electrice. Construcție și proiectare. Traducere din limba polonă, adaptată și completată. București, Editura tehnică, 1966.

[3] *Tihomirov, P. M.* Rascet transformatorov. Moskva—Leningrad, Energiia, 1976.

[4] *Bulgakov, N. I.* Calculul transformatoarelor. Traducere din limba rusă. București, Editura tehnică, 1961.

[5] *Bichir, N. I.* Transformatorul electric. Îndrumar de proiectare. Litografia IPB, 1979.

[6] * * * Îndrumător matematic și tehnic. București, Editura tehnică, 1964.

[7] *Moraru, A., Mereanu, A., Cahaner, S.* Optimizarea tehnico-economică a transformatoarelor trifazate cu ajutorul calculatoarelor numerice. In: Electrotehnica, Nr. 1, 1970.

Recenzie

Prof. Dr. Ing. Arpad Kelemen:

Acționări electrice

Editura didactică și pedagogică publică recent ediția a doua a cursului de acționări electrice predat de autor la Institutul Politehnic din Cluj-Napoca.

Rod al unei concludente experiențe didactice și de cercetare, cît și al studierii sistematice și critice a progreselor realizate în domeniu atît în țară, cît și în țările dezvoltate, autorul pune la îndemîna studenților avansați ca și a specialiștilor care se ocupă cu proiectarea acționărilor electrice automatizate, un tratat modern și de înaltă ținută științifică.

Probînd o remarcabilă putere de selecție și sinteză, lucrarea tratează în mod coerent și economicos pe parcursul a peste 400 de pagini, capitolele:

— Elemente de mecanica acționărilor electrice;

— Acționări electrice de curent continuu cu tensiune constantă și cu tensiune reglabilă;

— Acționări electrice cu motoare sincrone;

— Alegerea motoarelor electrice de acționare;

— Utilizarea microprocesoarelor în comanda motoarelor electrice.

Pe parcursul capitolelor, lucrarea îmbină în mod reușit caracteristicile de reglaj ale mașinilor electrice, ca elemente de execuție, cu caracteristicile sistemelor de acționare, utilizînd electronica de putere, fără a epuiza aspectele clasice ale mașinii și nici ale dispozitivelor semiconductoare de putere, presupuse cunoscute. De asemenea, nu se insistă nici asupra caracteristicilor particulare ale altor componente ale configurației schemelor de acționare, implicate de introducerea electronicii de putere (ca: transformatoare, protecții, aparatură de comutație ș.a.) și care fac obiectul disciplinelor respective.

În mod justificat însă se dau metodele de calcul al convertizoarelor de diverse tipuri cu tiristoare, al rezistențelor de pornire, ale selfurilor de netezire, al parametrilor dinamici ai acționării, dînd și unele scheme logice și structurale de calcul și utilizînd calculatorul electronic. Cu o remarcabilă acurateță teoretică sînt tratate regimurile dinamice, tranzitorii și, în general, fenomenologia aferentă diverselor regimuri ale mașinilor ca și ale sistemului acționare-mașină care toate la un loc măresc valoarea didactică a tratatului. Printre elementele de execuție mai noi, sînt tratate motoarele liniare. Ca elemente de comandă noi, sînt tratate în partea finală microprocesoarele, familiarizînd cititorul și cu tehnica computerizării acționărilor electrice, de mare actualitate, în special în acționări cu mare complexitate parametrică.

În anexă se prezintă o trecere în revistă la zi a teoriei și aplicației fazorilor spațiali, ca instrument modern de tratare a proceselor

electrice, magnetice și electrodinamice din mașinile electrice, precum și caracteristicile de acționare ale unor mașini electrice fabricate în țară.

O bibliografie selectivă încheie volumul.

Pentru o nouă ediție, aș sugera unele completări și perfecționări, ca de exemplu tratarea motorului cu rotor disc sau cu rotor cilindric și magneți permanenți ca elemente competitive în acționări rapide, tratarea influenței alimentării cu curent pulsator asupra pierderilor suplimentare și comutației mașinii de curent continuu existente, lărgirea gamei de exemplificări ale realizărilor din R.S.R. (cap. 4.5.) cu motoare sincrone lente de mare putere acționate prin convertizor de frecvență de tip cicloinvertor, motoare de curent continuu de mare putere acționate cu convertizoare cu tiristoare, choppere pentru acționarea în c.c. a tramvaielor și troleibuzelor, convertizoare cu tiristoare ca/cc pentru acționări în tracțiunea feroviară ș.a.

Tot sub aspect practic, unele scheme structurale (ca de exemplu cea a unei acționări electrice cu motoare de c.c. cuplate rigid cu mașina de lucru) sînt susceptibile de comentarii rezultate din asimetria curenților, cauzată și de asimetria magnetică a celor două mașini. Poate și o unificare mai avansată a simbolizării unor parametri utilizați în literatura românească din acest domeniu ar trebui avută în vedere (inducția în întrefier ș.a.).

În ansamblu, lucrarea este de o certă valoare pedagogică și inginerească, situîndu-se printre cele mai reușite tratate de acționări publicate la noi în țară și chiar în literatura de specialitate internațională, motiv pentru care îl recomandăm călduros și cercetătorilor mai tineri și celor mai vîrstnici.

Tratatul publicat mi se pare ilustrativ și din punct de vedere al evoluției istorice a electrotehnicii care, cu deosebire în ultimul deceniu, a fost revoluționată de dezvoltarea semiconductoarelor de putere și a calculatoarelor, cu implicații atît pe plan instructiv cît și aplicativ în școala, cercetarea și industria electrotehnică modernă.

Valerian L. Ciofu

Director adjunct științific al ICPE — București

INFORMAȚII

SISTEME DE PRELUCRARE AUTOMATĂ A DATELOR CE 1055

În baza convenției privind colaborarea țărilor socialiste, la proiectarea, producția și utilizarea unor sisteme moderne de prelucrare automată a datelor, în cadrul sistemului unic de tehnică de calcul — SUMEC (ESER) — , în ultimii ani a fost posibilă elaborarea planificată și orientată a mijloacelor tehnice, a unor largi sisteme de operare și a soluțiilor de utilizare pentru echipamentele din seria SUMEC-1. Contribuția esențială a R.D.G. la seria SUMEC-1 o reprezintă sistemul de prelucrare automată a datelor EC 1040, cu unitatea sa centrală EC 2640 produsă în cadrul **Combinatului Robotron**, utilizat în toate ramurile economiei naționale. Ca o tipică instalație cu utilizări multiple, sistemul se folosește cu eficiență ridicată în întreprinderi și combinate industriale, instituții științifice și în administrația de stat. În anii ce urmează seria SUMEC-2 va pune la dispoziția utilizatorilor noi sisteme de prelucrare automată a datelor. Sistemul EC 1055, parte componentă a acestei serii răspunde ca instalație din categoria celor cu performanțe medii, cerințelor de utilizare din domeniile comerciale și tehnico-științifice. Se continuă astfel cu succes calea integrării economice socialiste în domeniul sistemelor electronice de prelucrare a datelor.

EC — 1055 un echipament de concepție avansată

Părțile componente principale ale sistemului EC-1055 sînt :

— unitatea centrală EC 2655 cu unitate de operare EC 7069 ;

— sistemul de exploatare OS/ES ;

— un spectru complect de echipamente periferice.

Realizarea memoriei virtuale crește capacitate, utilă utilizatorului, la 16 M Biți. Se ușurează, astfel, în mod substanțial elaborarea programelor și crește eficiența întregului sistem. Soluția tehnică constructivă a memoriei principale permite extinderea în trepte a capacității de memorie. O unitate de protecție a memoriei evită operații de citire și scriere neautorizate.

Sistemul de introducere și extragere, a unității centrale EC/2655, este format din schimbătorul de canal, dispozitivul de verificare a canalelor și un număr de maximum cinci canale. În configurația de bază unitatea centrală este echipată cu un canal multiplu Bite și două canale multiple bloc. Există posibilitatea extinderii cu canale multiplu bloc suplimentare și cu încă un canal multiplu Bit.

Pentru creșterea ratei de transfer a datelor este deosebit de utilă utilizarea interfeței de 2 Bit la un canal multiplu bloc.

O unitate specifică pentru cumulare OS/ES DOS/ES permite rularea, prin comanda sistemului de operare, a unor programe de utilizare scrise pentru DOS/ES.

Unitatea centrală robotron EC 2655 poate fi extinsă cu blocuri funcționale suplimentare :

Adaptorul canal-canal permite cuplarea a două unități centrale prin intermediul a cîte unui canal. Prin extensie cu această unitate, se pot realiza cuplări ale unității centrale **robotron EC 2655** cu o altă unitate centrală din seria SUMEC-2 sau SUMEC-1.

Modulul matricial funcționează ca procesor special, pentru efectuare rapidă a unor operații cu virgulă flotantă, specifice. Unitatea de operare EC 7069 este independentă din punct de vedere constructiv și reprezintă mijlocul de comunicare cu sistemul EC-1055.

Un display cu tastatură și creion de selecție, este ca unitate modernă de introducere-extragere. Pe lîngă creșterea confortului de operare se obține și o mai mare viteză de comunicație. O imprimantă serială servește listării conținutului afișat pe ecran.

Date tehnice

Unitatea centrală :	
Viteza de operare	450000 Op/s
Numărul de instrucțiuni	182
Memoria microprogram :	
Capacitatea :	8 K instrucțiuni a 64 Bit
Durata unui ciclu	380 ns
Timp de acces	140 ns
Memoria principală :	
Trepte de extensie	1024 kBit
	2048 kBit
Durata unui ciclu	1140 ns
Lățimea de apelare	8 Bit
Canale :	
Număr	max. 5
Canale bloc multiplu	max. 4
Canale multiplu byte	max. 2
Unități de comandă per canal	max. 10
Viteză de transfer :	
Canal bloc multiplu 1	1,5 MBit/s (interfață 1-Bit)
	3,0 MBit/s (interfață 2-Bit)
Canalele bloc multiplu 2,3,4	1,5 MBit/s
Canal multiplu byte	pînă la 40 KBit/s în regim multiplex
	pînă la 1,5 MBit/s în regim pe blocuri
Numărul de subcanale	per. canal multiplex-Bit 128 respectiv 256

Echipamente periferice performante

În funcție de volumul problemelor, la unitatea centrală **robotron EC 2655**, pot fi cuplate pe lîngă periferia seriei SUMEC-1 mai ales echipamente periferice noi elaborate la seria SUMEC-2 cum ar fi printre altele :

Echipamente pentru cartele și benzi de cartele perforate.

Discuri magnetice amovibile cu capacitatea de pînă la 200 MBit.

Discuri magnetice cu capete fixe.

Unități de benzi magnetice.

Unități display pentru diferite domenii de utilizare.

Unități de extragere pe microfilm.

Trasatoare de curbă cu planșetă și tambur.

Imprimante paralele.

Echipamente de teleprelucrare.

Sistem de operare perfecționat OS/ES

După încercări minuțioase și avîndu-se în vedere noile principii de operare se oferă un sistem de operare OS/ES perfecționat în mod corespunzător. Sistemul vine în sprijinul proprietăților funcționale ale echipamentelor cum ar fi spre exemplu memoria virtuală, regimul de funcționare bloc-multiplu a canalelor sau echipamentelor periferice din seriile SUMEC-1 și 2. Sistemul de operare include programe de

comandă, programe de test și translatoare de limbaje; se generează în funcție de configurația sistemului.

Utilizarea memoriei virtuale oferă avantaje deosebite: Problematică rar folosită necesită memorie reală numai cînd problema respectivă devine actuală.

Se pot prelucra pași de program cu un necesar de memorie mai mare decît capacitatea memoriei reale.

O locație a memoriei reale ce nu este ocupată de o parte din program poate fi folosită în mod dinamic de o altă parte a programului.

Pentru rezolvarea unor probleme de o exigență deosebită, care se pot rezolva într-un mod deosebit de eficient cu sistemul EC-1055, se oferă soluții orientate pe domenii. Astfel de soluții ar fi:

Probleme de plan și economie în spitale, prelucrarea informațiilor referitoare la pacienți și proiecte ce vin în sprijinul activității medicale.

Proiectare, pregătire tehnologică, execuție și efectuarea calculațiilor în construcții.

Sistem informațional în activitatea financiară.

Sistem automat de rezervări de locuri pentru transportul de personal pe cale ferată.

Soluții pentru bănci de date, pachete program și sisteme de programare pentru procedee matematice și procese speciale de producție întregesc sistemele de operare cu orientare pe probleme.

Unitate centrală robotron EC 2655 cu unitate de operare

Unitatea centrală robotron $\frac{\text{EC 706}}{\text{EC 2655}}$ include unitatea centrală de prelucrare, memoria principală și sistemul de introducere/extragere. Ea realizează principiile de operare ale seriei SUMEC-2 printre care se numără:

— memorie virtuală,
— interfață 2 Bit.
— instalație de monitor.
— dispozitive de supraveghere a timpului,
— înregistrarea evenimentelor de program,
— dispozitiv de virgulă flotantă cu precizie lărgită,
— creșterea stocului de instrucțiuni,
— canale byte-multiplex,
— memoria principală cu cod corectare erori.

Unitatea centrală de prelucrare funcționează cu comandă microprogram și secvențială, memoria microprogram putînd fi parțial încărcată.

Circuitele monolit nu sînt folosite numai pentru unitățile logice și aritmetice ci și pentru memoria principală.

Realizarea metodei generalizată de acces direct se reflectă pozitiv la gestiunea de date. Ea facilitează lucrul cu fișiere secvențiale, indexsecvențiale și cu acces direct.

Acest mod de lucru centralizează o serie de avantaje ca:

— debit de date ridicat,
— utilizare simplă,
— vedere de ansamblu a fișierelor,
— independența de tipul de aparat.

Cacarcteristic pentru sistemul de operare OS/ES sînt noi moduri de lucru ca introducerea joburilor de la distanță și regim de dialogare. Se dispune de translatoare pentru limbajul de asamblare cu orientare mașină și pentru limbajele de programare cu orientare pe problemă PL/1, FORTRAN, ALGOL, COBOL și RPG.

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- **business cocktail parties**
- **photo publicity services**
- **billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.**
- **illuminated signs**

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

1980 DEC 2 8

E 2040/1

R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 28 • Nr. 7 • OCTOMBRIE 1980

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 28 Nr. 7 octombrie 1980

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.047

LINII ELECTRICE AERIENE DE Î.T.
TENSIUNE DE COMUTAŢIE

Enache, R. : **Unele consideraţii privind faza tensiunii la comutaţia unei linii electrice aeriene de înaltă tensiune.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 281

Se tratează aspecte ale determinării fazei tensiunii la care are loc comutaţia unei linii electrice aeriene de î.t. în vederea evaluării la modelul de regimuri tranzitorii sau la calculator a supratensiunilor de comutaţie. Se consideră un număr mare de variabile aleatoare ce influenţează faza tensiunii la care are loc comutaţia. Totodată se analizează, pe baza datelor din literatura de specialitate şi a rezultatelor obţinute de autor, parametrii statistici şi repartiţia fazei tensiunii la care are loc conectarea, subliniindu-se că aceasta din urmă diferă de cea gaussiană.

CZ 621.385.8 : 621.316.31

ŞUNT COAXIAL
CURENŢI INTENSIVI

Hortopan, G. : **Compensarea şunturilor coaxiale.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 292

Se prezintă un sistem constructiv care permite compensarea şuntului coaxial, cu pereţi groşi ai tubului rezistiv, fără a se recurge la o reţea de corecţie. Sînt date relaţii de calcul şi oscilograme pentru un şunt coaxial cu grosimea tubului rezistiv de 4 mm, din care rezultă micşorarea sensibilă a timpului de răspuns prin utilizarea metodei propuse de autor.

CZ 621.313.322 – 81 ; 536.5

TEMPERATURI CRIOGENICE
TURBOGENERATOARE

Puşcaşu, S., Ştefănescu, Fl. : **Unele aspecte constructive ale turbogeneratoarelor cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare. Partea a II-a. Probleme ale părţii termice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980 p. 296

Lucrarea prezintă principalele probleme ale asigurării temperaturilor criogenice de funcţionare a turbogeneratoarelor cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare. Se definesc fluxurile termice ale criomaşinii electrice care necesită un consum important de putere de răcire.

Se prezintă, de asemenea, diverse sisteme de alimentare şi răcire cu heliu lichid, subliniindu-se avantajele şi dezavantajele fiecărui sistem în parte.

CZ 621.313.12 : 621.3.013

CONCENTRATOR DE CÎMP MAGNETIC
GENERATIR DE IMPULS DE CURENT

Şerbănescu, M., Popa, I. : **Generator tiristorizat de impuls de curent.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 304

Lucrarea se referă la o instalaţie capabilă să producă, într-un concentrator de cîmp magnetic (bobină) o inducţie magnetică de valoare mare, folosindu-se descărcarea aperiodică a unei baterii de condensatoare de joasă tensiune.

CZ 621.313.2; 621.314.63

MOTOR DE C.C.
REDRESOR COMANDAT
FENOMEN DE COMUTAŢIE

Ştefănescu, N., Ţigler, M. : **Comportarea motoarelor de c.c. la variaţia curentului indus.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 306

În lucrare se analizează solicitarea la comutaţie a motoarelor de c.c. alimentate prin intermediul redresoarelor comandate şi utilizate în acţionările electrice reglabile, cauzată de viteza maximă de modificare a curentului din circuitul rotoric. Se prezintă, de asemenea, o metodă experimentală pentru stabilirea limitelor admisibile de modificare a curentului rotoric pînă la care comutaţia este satisfăcătoare.

CZ 621.3.013 : 621.318.4

CÎMP MAGNETIC TRIDIMENSIONAL
BOBINE CU AER

Fântână, N.L. : **Metodă de calcul al intensităţii cîmpului magnetic produs de un segment de bobină.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 311

Lucrarea expune o modalitate de calcul al componentelor tridimensionale ale intensităţii cîmpului magnetic, produs de un segment de bobină delimitat în lungul spirelor, cu o formă oarecare a secţiunii străbătute de curent şi conturul descris de o curbă plană. Relaţiile deduse se particularizează pentru cazul frecvent întîlnit în practică al unei bobine circulare cu secţiune dreptunghiulară.

CZ 621.317.7.087

MULTIPLICATOR HALL
ÎNREGISTRATOR DE PUTERE ELECTRICĂ

Heler, A., Titihăzan, M. : **Posibilitatea înregistrării puterii electrice, în circuitele de curent continuu cu ajutorul înregistratorului E 535 W – M3 prin echiparea acestuia cu un multiplicator Hall.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 315

Lucrarea prezintă elemente legate de înregistrarea puterii electrice în circuitele de c.c. cu un dispozitiv de înregistrare echipat cu un multiplicator Hall.

CZ 621.316.5 : 621 – 23

MECANISM DE ACŢIONARE
ÎNTRERUPĂTOARE

Chelaru, R., Herşcovici, B. : **Mecanism sistem „Cruce de Malta" aplicat la dispozitivul de acţionare a întrerupătoarelor de înaltă tensiune.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 320

Se prezintă o soluţie originală de construcţie a mecanismului sistem, „Cruce de Malta ', aplicat la dispozitivul de acţionare a întrerupătoarelor de înaltă tensiune cu optimizarea sistemului din punct de vedere al caracteristicilor tehnice.

CZ 621.3.013

CIRCULATOARE MICROSTRIP
CÎMP MAGNETIC DE POLARIZARE
PROGRAM DE CALCUL

Sajin, Gh. : **Proiectarea asistată de calculator a circulatoarelor microstrip.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 322

Lucrarea comportă trei părţi principale. În prima parte se face o analiză a relaţiilor de proiectare a circulatoarelor microstrip. În partea a doua se prezintă considerentele de alegere a feritelor şi a cîmpului magnetic de polarizare, pentru obţinerea performanţelor maxime ale circulatorului. Partea a treia prezintă treptele programului de calcul şi un exemplu concret de proiectare a unui circulator microstrip pe frecvenţa de 2 000 MHz, cu realizarea practică respectivă.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CECCEONICA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGANUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.047

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ВОЗДУШНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЛИНИИ КОММУТИРУЮЩЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Енаке, Р.: **Некоторые соображения относительно фазы коммутирующего напряжения высоковольтной воздушной электрической линии.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, № 7, октябрь 1980, стр. 281

Рассматриваются аспекты определения фазы напряжения при которой происходит коммутация высоковольтной воздушной электрической линии с целью оценки перенапряжения при коммутации с помощью модели переходных режимов или ЭВМ. Учитывается большое число случайных переменных, от которых зависит фаза напряжения при которой происходит коммутация. Одновременно на основе данных специальной литературы и результатов, полученных автором, анализируются статистические параметры и распределение фазы напряжения, при которой происходит коммутация и подчёркивается, что это распределение отличается от гауссовского.

УДК 621.385.8 : 621.316.31

ШУНТ КОАКСИАЛЬНЫЙ ИНТЕНСИВНЫЕ ТОКИ

Хортопан, Г.: **Компенсация коаксиальных шунтов.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, № 7, октябрь 1980, стр. 292

Представляется конструктивная система, которая позволяет компенсацию коаксиального шунта с толстыми стенками резистивной трубки без того чтобы прибегать к корректирующей сети.

Приведены отношения по расчёту и осциллограммы коаксиального шунта с толщиной в 4 мм резистивной трубки, из которых можно наблюдать ощутимое сокращение времени ответа при использовании предложенного автором метода.

УДК 621.313.322–81 : 536.5

КРИОГЕННЫЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ТУРБОГЕНЕРАТОРЫ

Пушкашу, С., Штефэнеску, Фл.: **Конструктивные аспекты турбогенераторов со сверхпроводящей обмоткой возбуждения. Часть вторая. Вопросы о термической части.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, № 7, октябрь 1980, стр. 296

Работа представляет главные вопросы обеспечения криогенных температур работы турбогенераторов со сверхпроводящей обмоткой возбуждения. Устанавливаются термические потоки криогенной электрической машины, что требует значительного расхода мощности охлаждения.

Представляются также различные системы питания и охлаждения жидким гелием с описанием выгоды и неудобства каждой системы в отдельности.

УДК 621.313.12 : 621

КОНЦЕНТРАТОР МАГНИТНОГО ПОЛЯ
ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСА ТОКА

Шербэнеску, М., Попа, И.: **Тиристорный генератор импульса тока.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, № 7, октябрь 1980, стр. 304

В работе говорится об установке, способной производить в концентраторе магнитного поля (катушка) магнитную индукцию высокого значения, при использовании непериодических разрядов конденсаторной батареи низкого напряжения.

УДК 621.313.2; 621.314.63

ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА
УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ
ЯВЛЕНИЕ КОММУТАЦИИ

Штефэнеску, Н., Циглер, М.: **Поведение двигателей постоянного тока на изменение индуктированного тока.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, № 7, октябрь 1980, стр. 306

В работе анализируется нагрузка при коммутации двигателей постоянного тока, питаемых при помощи управляемых выпрямителей и используемых в регулируемых электроприводах, вызванная максимальной скоростью изменения тока в роторной цепи. Представляется также экспериментальный метод для установления допустимых пределов изменения роторного тока, при которых коммутация является удовлетворительной.

УДК 621.3.013 : 621.318.4

ТРЁХМЕРНОЕ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
КАТУШКИ С ВОЗДУШНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ

Фынтынэ, И. Л.: **Метод вычисления интенсивности магнитного поля, созданного сегментом катушки.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, № 7, октябрь 1980, стр. 311

Работа представляет способ вычисления трёхмерных составляющих интенсивности магнитного поля, произведённого сегментом катушки, выделенным по длине витков, любой формы сечения, пронизанной током и контуром, начерченным плоской кривой. Выведенные отношения являются особенностью часто встречающегося в практике случая цилиндрической катушки с обмоткой прямоугольного сечения.

УДК 621.317.7.087

МУЛЬТИПЛИКАТОР ХОЛЛА
РЕГИСТРАТОР ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ

Хелер, А., Титихэзан, М.: **Возможность регистрации электрической мощности в цепи постоянного тока при помощи регистратора Е535 W-M3.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, № 7, октябрь 1980, стр. 315

Работа представляет элементы, связанные с регистрацией электрической мощности в цепях постоянного тока регистрирующим прибором, снабжённым мультипликатором Холла.

УДК 621.316.5 : 621–23

МЕХАНИЗМ ПРИВОДА ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Келару, Р., Хершкович, Б.: **Механизм системы «Крест Мальты», применяемый на приводном устройстве выключателей высокого напряжения.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, № 7, октябрь 1980, стр. 320

Представляется оригинальное решение конструкции механизма системы «Крест Мальты», применяемого на приводном устройстве выключателей высокого напряжения с оптимизацией системы с точки зрения технических характеристик.

УДК 621.3.013

ЦИРКУЛЯТОРЫ МИКРОСТРИП
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ПОЛЯРИЗАЦИИ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ПРОГРАММА

Сажин, Г.: **Проектирование циркуляторов микрострип с помощью ЭВМ.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, № 7, октябрь 1980, стр. 322

Работа имеет 3 главных частей. В первой части анализируются отношения проектирования циркуляторов микрострип. Во второй части представляются соображения относительно выбора ферритов и магнитного поля поляризации, для получения максимальных технических качеств циркулятора. Третья часть представляет ступени программы вычисления и конкретный пример проектирования циркулятора микрострип для частоты 2000 МГз, с соответствующим практическим исполнением.

INHALT

DK 621.313.047

HOCHSPANNUNGS–FREILEITUNGEN SCHALTSPANNUNG

Enache, R.: **Betrachtungen hinsichtlich der Schaltspannung einer Hochspannungs-Freileitung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 7, Oktober 1980, S. 281

Es werden einige Aspekte der Phasenbestimmung der Spannung, bei der die Kommutierung einer Hochspannungs--Freiluftlinie auftritt, im Hinblick auf die Auswertung der

Schaltüberspannungen mittels eines Modells für transienten Betrieb oder mittels eines Rechners behandelt. Es wird eine grosse Anzahl von zufälligen Veränderlichen, die die Spannungsphase, bei der die Kommutierung stattfindet, beeinflusst, in Betracht gezogen. Gleichzeitig werden aufgrund der Daten aus der Fachliteratur und aufgrund der vom Autor erzielten Ergebnisse die statistischen Parameter und die Verteilung der Spannungsphase, bei der geschaltet wird, analysiert, wobei unterstrichen wird, dass sich die letztere von der Gausschen Verteilung unterscheidet.

DK 621.385.8 : 621.316.31

KOAXIALER SHUNT
INTENSIVSTRÖME

Hortopan, G. : **Die Kompensierung der koaxialen Shunts.**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 7, Oktober 1980, S. 292

Es wird ein Bausystem, das die Kompensierung des koaxialen Shunts mit dicken Wänden der resistiven Röhre ermöglicht, ohne dass zu einem Ausgleichnetz gegriffen werden muss, vorgestellt. Es werden Rechenbeziehungen und Oszillogramme für einen koaxialen Shunt mit einer Wanddicke der resistiven Röhre von 4 mm angegeben, woraus eine fühlbare Verkleinerung der Ansprechzeit durch die Verwendung der vom Autor vorgeschlagenen Methode hervorgeht.

DK 621.313.322 – 81 : 536.5

KRYOTECHNISCHE TEMPERATUREN
TURBOGENERATOREN

Pușcașu, S., Ștefănescu, Fl. : **Einige Konstruktionsaspekte der Turbogeneratoren mit supraleitender Erregerwicklung. 2. Teil. Probleme der thermischen Seite.**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 7, Oktober 1980, S. 296

Die Arbeit stellt die wichtigsten Probleme der Sicherung der kryotechnischen Betriebstemperaturen der Turbogeneratoren mit supraleiten der Erregerwicklung vor. Es werden die thermischen Ströme der elektrischen Kryomaschine, bei der ein bedeutender Verbrauch an Kühlungsenergie verzeichnet wird, definiert.

Es werden ebenfalls verschiedene Versorgungs- und Kühlungssysteme mit flüssigem Helium vorgestellt, wobei die Vor- und Nachteile jedes Systems einzeln unterstrichen werden.

DK 621.313.12 : 621.3.013

MAGNETFELDSAMMLER
STROMIMPULSGENERATOR

Șerbănescu, M., Popa, I. : **Thyristor-Stromimpulsgenerator.**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 7, Oktober 1980, S. 304

Die Arbeit bezieht sich auf eine Anlage, die fähig ist in einem Magnetfeldsammler (Spule) eine hohe Magnetinduktion herzustellen, wobei die aperiodische Entladung einer Niederspannungs-Kondensator-batterie verwendet wird.

DK 621.313.2 ; 621.314.63

GLEICHSTROMMOTOR
GESTEUERTER GLEICHRICHTER
SCHALTPÄNOMEN

Ștefănescu, N., Tigler, M. : **Das Verhalten der Gleichstrommotoren bei Schwankung des induzierten Stromes.**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 7, Oktober 1980, S. 306

In der Arbeit wird die Schaltbeanspruchung der durch gesteuerte Gleichrichter gespeisten und in regelbaren, elektrischen Antrieben verwendeten Gleichstrommotoren, die durch die maximale Geschwindigkeitsveränderung des Stromes im Läuferkreislauf verursacht wird, analysiert. Es wird ebenfalls eine experimentelle Methode zur Festlegung der zulässigen Veränderungsgrenzen des Läuferstromes, bis zu dem die Schaltung befriedigend ist, vorgestellt.

DK 621.3.013 : 621.318.4

DREIDIMENSIONALES MAGNETFELD
LUFTKERNSPULE

Fântână, N.L. : **Methode zur Berechnung der Stärke eines durch ein Spulensegment hervorgerufenes Magnetfeld.**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 7, Oktober 1980. S. 311

Die Arbeit stellt eine Modalität zur Berechnung der dreidimensionalen Komponenten der Stärke des Magnetfeldes vor, das durch ein längs der Windungen begrenztes Spulensegment erzeugt wird, dessen stromdurchflossener Querschnitt eine beliebige Form aufweist und dessen Kontur durch eine ebene Kurve umrissen ist. Die deduzierten Beziehungen wurden für den Fall einer runden Spule mit rechteckigem Querschnitt, der häufig in der Praxis vorkommt, spezialisiert.

DK 621.317.7.087

HALL VERVIELFACHER
AUFZEICHNUNGSGERÄT DER ELEKTRISCHEN
AUFZEICHNUNGSGERAT DER ELEKTRISC
LEISTUNG

Heler, A., Titihăzan, M. : **Möglichkeit zur Aufzeichnung der elektrischen Leistung in Gleichstromkreisen mit Hilfe des Aufzeichnungsgerätes E 55 W – 55, das mit einem Hall Vervielfacher ausgerüstet ist.**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 7, Oktober 1980, S. 315

Die Arbeit stellt Elemente im Zusammenhang mit der Aufzeichnung der elektrischen Leistung in Gleichstromkreisen mittels eines Aufzeichnungsgerätes, das mit einem Hall Vervielfacher ausgerüstet ist, vor.

DK 621.316.5 : 621 – 23

ANTRIEBMECHANISMUS
SCHALTER

Chelaru, R., Herșcovici, B. : **In der Antriebsvorrichtung der Hochspannungsschalter verwendetes Mechanismus-System „Malteserkreuz".**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 7, Oktober 1980, S. 320

Es wird eine originelle Lösung hinsichtlich der Struktur des Mechanismus-Systems „Malteserkreuz" vorgestellt, das in der Antriebsvorrichtung der Hochspannungsschalter verwendet wird, wobei das System vom Standpunkt der technischen Kennwerte aus optimiert wird.

DK 621.3.013

MIKROSTRIP ZIRKULATOREN
POLARISIERUNGSMAGNETFELD
RECHENPROGRAMM

Șajin, Gh. : **Rechnergestützter Entwurf der Mikrostrip Zirkulatoren.**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, Nr. 7, Oktober 1980, S. 322

Die Arbeit besteht aus drei Hauptteilen. Im ersten Teil werden die Beziehungen der Mikrostrip Zirkulatoren analysiert. Im zweiten Teil werden die Prinzipien zur Wahl der Ferrite und des Polarisierungsmagnetfeldes um maximale Leistungen zu erzielen, geschildert. Im dritten Teil werden die Rechenprogrammstufen und ein konkretes Beispiel der Projektierung eines Mikrostrip Zirkulatoren für eine Frequenz von 2000 MHz zusammen mit der entsprechenden praktischen Ausführung vorgestellt.

CONTENTS

DC 621.313.047

H.V. OVERHEAD TRANSMISSION LINES
SWITCHING VOLTAGE

Enache, R. : **Some considerations on the voltage phase when switching a high voltage overhead transmission line.**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 281

The paper deals with some aspects regarding the voltage phase establishing when switching a h.v. overhead transmission line in order to estimate the switching overvoltages by means of the transient regime model, or by means of the electronic computer. A great number of random variables influencing the voltage phase is consideread whereat, the switching takes place. At the some time, the statistical parameters and the voltage phase distribution whereat the connection takes place are analysed, the fact that the latter differs from the gaussian one, being pointed aut.

DC 621.385.8 : 621.316.31

COAXIAL SHUNT
HIGH CURRENTS

Hortopan, G. : **Coaxial shunts compensation.**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 292

A constructive system is presented which allows the coaxial shunt compensation, with the resistive tube thick walls, without resorting to a correction network. Computation relations and oscillograms are given, for a coaxial shunt with the resistive tube thickness of 4 mm, that show the considerable shortening of the response time by using the method proposed by the author.

DC 621.313.322 – 81 : 536.5

CRYOGENIC TEMPERATURES
TURBO-GENERATORS

Pușcașu, S., Ștefănescu, Fl. : **Some constructive aspects of turbo-generators provided with an excitation superconductive winding. Part 2. Thermal considerations.**
E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 296

The paper presents the main problems of ensuring the operating cryogenic temperatures for the excitation supercon-

ductive winding turbo-generators. The thermale flows of the electrical cryogenic machine are defined, wich require a considerable cooling power consumption.

Various supply and liquid helium cooling systems are also presented, each system advantages and disadvantages being pointed out.

DC 621.313.12 : 621.3.013

MAGNETIC FIELD CONCENTRATOR
CURENT PULSE GENERATOR

Şerbănescu, M., Popa, I. : **Thyristorized current pulse generator.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 7, oct 1980, p. 304

The paper refers to an installation capable to produce a high value magnetic induction in a magnetic field concentrator (coil), the low voltage capacitor bank aperiodic discharge being used.

DC 621.313.2; 621.314.63

D.C. MOTOR
CONTROLLED RECTIFIER
SWITCHING PHENOMENON

Ştefănescu, N., Ţigler, M. : **The d.c. motors behaviour induced current variation.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 7, oct 1980, p. 306

The paper analyses the switching stress of the d.c. motors supplied through the controlled rectifiers and used in controllable electrical driving, caused by the maximum current change rate in the rotor circuit. On experimental method is also presented, for establishing the admissible limits of the rotor current change, up to which the switching is satisfactory.

DC 621.3.013 : 621.318.4

THREE-DIMENSIONAL MAGNETIC FIELD
AIR COILS

Fântână, N.L. : **Computation method for the magnetic field intensity produced by a coil segment.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 7, oct 1980, p. 311

The paper deals with a computation method for the three-dimensional components of the magnetic field intensity produced by a coil segment confined along the loops, with an arbitrary shape of the sections the current is passing through, and with an outline described by a plane curve. The relations obtained are applied to the particular case frequently encountered in practice, of a rectangular section circular coil.

DC 621.317.7.087

HALL MULTIPPLIER
ELECTRIC POWER RECORDER

Heler, A., Titihăzan, M. : **The possibility to record the electric power in the direct current circuits by means of the E 535 W–M3 recorder, by providing it with a Hall multiplier.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 7, oct 1980, p. 315

Some elements relative to the recording of the electric power in the d.c. circuits by means of a recording device provided with a Hall multiplier, are presented.

DC 621.316.5 : 621–23

DRIVING MECHANISM
SWITCHES

Chelaru, R., Herşcovici, B. : **A „Maltese cross" system mechanism applied to the high voltage switches driving device.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 7, oct 1980, p. 320

An original constructive solution for the „Maltese cross" system mechanism, applied to the high voltage switches driving mechanism is presented, the system being optimized from the point of view of the technical characteristics.

DC 621.3.013

MICROSTRIP CIRCULATORS
POLARIZING MAGNETIC FIELD
COMPUTATION PROGRAM

Sajin, Gh. : **Computer-aided design of the microstrip circulators.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 7, oct 1980, p. 322

The paper is divided into three main parts. In the first part, an analysis of the microstrip circulators design relations is presented. In the second part the considerations for selecting the ferrites and the polarizing magnetic field in order to obtain the circulators maximum performance are given. The third part presents the computation program steps, a concrete design example of a microstrip circulator with a frequency of 2,000 MHz, as well as its practical achievement.

SOMMAIRE

CD 621.313.047

LIGNE ÉLECTRIQUE AÉRIENNE H.T.
TENSION DE COMMUTATION

Enache, R. : **Certaines considérations sur la phase de la tension à la commutation d'une ligne électrique aérienne HT.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 7, oct 1980, p. 281

On les aspects de la détermination de la phase de la tersion oú a lieu la commutation d'une ligne électrique aérienne de HT, afin d'évaluer à l'aide du modèle des régimes transitoires on du calculateur, les surtensions de commutation. On considère un grand nombre de variables alèatoires qui influencent la phase de la tension où a lieu la commutation. On analyse à la fois, ayant comme point de depart les données de la littérature de spécialité et les résultats obtenus par l'auteur, les paramètres statistiques et la répartition de la phase de la tension où a lieu la connection, en soulignant que la dernière est différente de celle gaussienne.

CD 621.385.8 : 621.316.31

SHUNT COAXIAL
COURANTS INTENSES

Hortopan, G. : **Compensation des shunts coaxiaux.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 7, oct 1980, p. 292

On présente un système constructif qui permet la compensation du shunt coaxial, avec les perois du tube résistif épais, sans recourir à une réseau de conection. On donne des relations de calcul et des oscillogrammes pour un shunt coaxial avec l'épaisseur du tube résistif de 4 mm, dont il résulte la diminution sensible du temps de réponse en utilisant la méthode proposée par l'auteur.

CD 621.313.322–81 : 536.5

TEMPÉRATURES CRYOGÉNIQUES
TURBOGÉNÉRATEURS

Puşcaşu, S., Ştefănescu, Fl. : **Certains aspects constructifs des turbogénérateurs à énroulement d'excitation surconducteur. 2-ème partie. Des problèmes de la partie termique.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 7, oct 1980, p. 296

L'ouvrage présente les principaux problèmes de l'assurance des températures cryogeniques de fonctionnement des turbogénérateurs à enroulement d'excitation surconducteur. On definit les flux thermique de la cryomachine électrique qui necéssite une consommation important de puissance de refroidissement.

On présente aussi, des divers systèmes d'alimentation et de refroidissement à helium liquide, en soulignant les avantages et les dezavantages de chacun des systèmes.

CD 621.313.12 : 621.3.013

CONCENTRATEUR DE CHAMP MAGNÉTIQUE
GÉNÉRATEUR D'IMPULSION DE COURANT

Şerbănescu, M., Popa, I. : **Générateur thyristorisé d'impulsion de courant.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 304

L'ouvrage se rapporte à une installation capable de produire, dans un champ magnétique (bobine) une induction magnétique d'une grande valeur en utilisant le dechargement apériodique d'une batterie de condensateurs de basse tension.

CD 621.313.2 ; 621.314.63

MOTEUR DE C.C.
REDRESSEUR COMMANDÉ
PHÉNOMÈNE DE COMMUTATION

Ştefănescu, N., Ţigler, M. : **Comportement des moteurs de c.c. à la variation du courant induit.**

E.E.A – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 306

Dans l'ouvrage on analyse l'effort à la commutation des moteurs de c.c. alimentés par l'intermédiaire des redresseurs commandés et utilisés pour les actionnements électriques reglables généré par la vitesse maximale de modification du courant qui passe par le circuit rotorique, du présente, aussi une methode expérimentale pour l'établissement des limites admissibles de modification du courant rotorique jusqu'aux quelles la commutation est satisfaisante.

CD 621.3.013 : 621.318.4

CHAMP MAGNÉTIQUE TRIDIMENSIONNEL
BOBINES À AIR

Fântână, N.L. : **Methode de calcul de l'intensité du champ magnétique produit par un segment de bobine.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 311

L'ouvrage expose une modalité de calcul des composants tridimensionnels de l'intensité du champ magnétique, produit par un segment de bobine délimité le long des spires, ayant une forme quelconque de la section pascoursse d'un courant et le contour décrit par une courbe plane. Les relations déduites s'individualisent pour le cas d'une bobine circulaire à section rectangulaire.

CD 621.317.7.087

MULTIPLICATEUR HALL
ENRÉGISTREUR DE PUISSANCE ÉLECTRIQUE

Heler, A., Titihăzan, M. : **La possibilité d'enregistrer la puissance électrique, dans les circuits de courant continu à l'aide de l'enrégistreur E 535W—M3 en lui distribuant un multiplicateur Hall.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 315

L'ouvrage présente des élements concernant l'enrégistrement de la puissance électrique dans les circuits de c.c. avec un dispositif d'enrégistrement muni d'un multiplicateur Hall.

CD 621.316.5 : 621 – 23

MÉCANISME ACTIONNEMENT
INTERRUPTEURS

Chelaru, R., Herşcovici, B. : **Mécanisme système „Croix de Malte'' utilisé au dispositif d'actionnement des interrupteurs de haute tension.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 320

On présente une solution originale de construction du mécanisme système, „Croix de Malte'', pour le dispositif d'actionnement des interrupteurs de haute tension avec l'optimissation du point de vue des caractéristiques techniques.

CD 621.3.013

CIRCULATEUR MICROSTRIP
CHAMP MAGNÉTIQUE DE POLARISATION
PROGRAMME DE CALCUL

Sajin, Gh. : **Conception des circulateurs assistée par un calculateur microstrip.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 7, oct 1980, p. 322

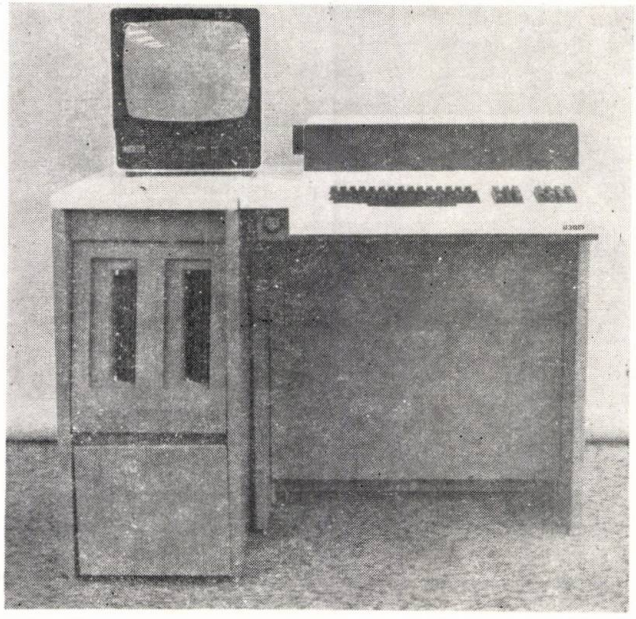
L'ouvrage comporte trois parties principales. Dans la première partie on fait une analyse des relations de conception des circulateurs microstrip. Dans la deuxième partie on présente les critères de choix des férrites et du champ magnétique de polarisation, pour obtenir les performances maximales du circulateur. La troisième partie présente les étapes du programme de calcul et un exemple concret de conception d'un circulateur microstrip dans la fréquence de 2000 MHz, avec la réalisation pratique respective.

Isotimpex

MAŞINA DE PRELUCRAT TEXTE ISOT 1002 S

Maşina de prelucrat texte ISOT 1002 S este destinată automatizării scrisului la maşină, a activităţilor redacţionale în birourile de scris, redacţii şi combinate poligrafice, documentarea produselor noi în institutele de proiectare-construcţii şi bazele de dezvoltare, precum şi pentru organizarea activităţilor moderne de cancelarie în centrele marii industrii şi ale agriculturii.

Ea este realizată pe principiul modulelor şi realizată ca un singur loc de muncă unitar prin două module mecanice standardizate.



PARAMETRII TEHNICI

- Dispozitivul de comandă pe baza a 8 microprocesoare B.
- Memoria operativă - 48 kB
- Indicarea tubului electronic de emisie cu o singură posibilitate pentru 1920 simboluri.
- Tastatură standard - cirilică şi latină.
- Tastatură funcţională pe baza limbajului tradiţional pentru corecturi şi prelucrări de texte.
- Memorie externă pe discuri magnetice ES 5074
- Dispozitiv de tipărit cifre şi litere în serie ES 7187.
- Tensiunea de reţea 220 V 50 Hz.

POSIBILITATI FUNCTIONALE

- introducerea şi memorarea textului în memoria externă;
- stabilirea automată a formatului textului;
- diferite corecturi, completări, înlocuiri şi excluderea de propoziţii, cuvinte sau simboluri;
- elaborarea de documente de la paragrafe standard de texte;
- multiplicarea documentelor.

Exportator: AHO "IZOTIMPEX"
Str. Tschapaev 51
Sofia/Bulgaria
Telefon: 73-61
Telex: 022731/32

CASETE DE DISCURI MAGNETICE DE LA

Isotimpex

PARAMETRII TEHNICI PRINCIPALI	TIPUL CASETELOR				
	ES 5053	ES 5261	ES 5269	ES 5266	ES 5267
1. Capacitatea BM	7,25	29/58	2,45/5	100	200
2. Numărul de discuri	6	11	1	12	12
3. Numărul suprafeţelor de înregistrare	10	20	2	20	20
4. Numărul de urme (TPI)	100	100/200	100/200	200	400
5. Cantitatea de informaţii	1100	2200	2200	4400	4400
6. Casetele de discuri sînt compatibile cu	IBM 1316 sau echivalent	IBM 2316 sau echivalent	IBM 5440 sau echivalent	IBM 3336 sau echivalent	IBM 3300,11 sau echivalent
7. Nr. specificaţiei	DIS 2864	DIS 3564	DIS 3562	DIS 4337	DIS 5653

TEHNOLOGIE MODERNA
SATISFACEREA EXIGENTELOR BENEFICIARULUI

sînt argumente cu care furnizorul vă stă la dispoziţie.

Exportator: AHO "IZOTIMPEX"
Sofia/Bulgaria
Str. Tschapaev 51
Telefon: 73-61
Telex: 022731/32

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 7

CZ 621.313.047

LINII ELECTRICE DE Î.T.
ECHIPAMENT DE COMUTAŢIE

Unele consideraţii privind faza tensiunii la comutaţia unei linii electrice aeriene, de înaltă tensiune

RADU ENACHE* — BUCUREŞTI

În vederea determinării pe modelul de regimuri tranzitorii sau la calculatorul numeric sau analogic a caracteristicilor supratensiunilor de comutaţie la o linie electrică aeriană de înaltă tensiune, o mare însemnătate o are momentul comutaţiei, adică faza tensiunii reţelei la care are loc manevra respectivă.

1. Influenţa caracteristicilor echipamentului de comutaţie

Caracteristicile echipamentului de comutaţie au o influenţă mare asupra fazei tensiunii la comutaţie.

Oricare ar fi modul de realizare a unor asemenea dispozitive nu poate fi neglijat faptul că datorită inexactităţilor inevitabile de construcţie, timpul între comanda de conectare şi momentul de închidere electrică a contactelor fiecărei faze nu va avea o valoare constantă.

Dispozitivul de comutaţie poate să fie format dintr-un întrerupător normal, cu sau fără rezistor de şuntare, sau dintr-un întrerupător şi un dispozitiv de control, care asigură ca cel mai probabil moment de închidere a fiecărei faze să corespundă unui zero al tensiunii între contactele respective. Comportarea dispozitivului de comutaţie este definită prin legile care guvernează intervalele de timp între momentul la care comanda de închidere este dată şi momentele de închidere electrică a fazelor. În cazul întrerupătoarelor echipate cu rezistoare de şuntare comportarea dispozitivului de comutaţie este definită, de asemenea, prin valoarea rezistoarelor şi legile care guvernează timpul lor de inserţie.

În general [1, 2], se consideră că intervalul de timp T_i între momentul t_0, cînd comanda de închidere este dată şi momentul t_i cînd faza i se închide electric, are o repartiţie normală, cu o valoare medie de T_{oi}, unde :

— T_{oi} este egală pentru fiecare dintre cele trei faze, întrerupătorul fiind de tipul cu închidere necontrolată (fig. 1 a).

— T_{oi} este o asemenea mărime, ca cel mai probabil moment de închidere pentru fiecare fază $(t_0 + T_{oi})$ să corespundă cu un zero al tensiunii ideale între contacte (care s-ar fi obţinut dacă operaţia de comutare nu ar fi avut loc); în acest caz, întrerupătorul este de tipul cu închiderea controlată (fig. 1 b).

În ambele cazuri, repartiţia variabilei aleatoare $(T_i - T_{oi}) = \Delta T_i$ este definită de abaterea medie pătratică σ_T.

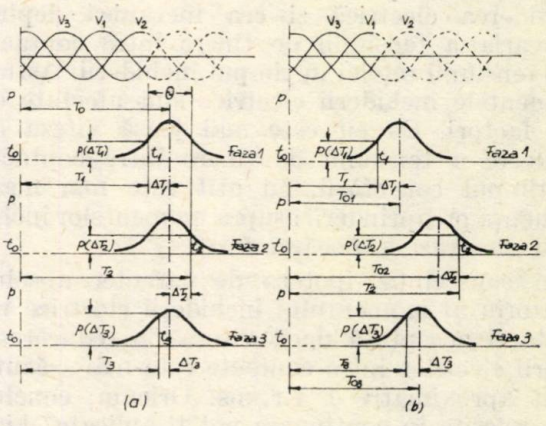


Fig. 1. Momentele de închidere a celor trei faze : $p(\Delta T_i)$ este densitatea de probabilitate a lui ΔT_i ; a — întrerupător de tipul cu închiderea necontrolată ; b — întrerupător de tipul cu închiderea controlată.

Abaterile ΔT_i depind, în primul caz, de imperfecţiunile mecanismului întrerupătorului şi, în al doilea, de acelea ale mecanismului întrerupătorului şi ale dispozitivului de control.

La întrerupătoarele cu închidere necontrolată, abaterile ΔT_i determină nesimultaneitatea închiderii fazelor, care va creşte dacă σ_T creşte ; în specificaţiile pentru întrerupător sînt date, de regulă, limite ale acestei nesimultaneităţi a fazelor în timpul conectării, impunîndu-se o valoare maximă pentru intervalul de timp

* Ing. *Enache, R.* — Catedra reţele electrice, Fac. de energetică — Institutul politehnic Bucureşti.

dintre conectarea primei și a celei din urmă faze (distanța de închidere a fazelor); pentru a corela acest timp maxim θ_M cu σ_T, θ_M trebuie să fie exprimat în termeni statistici, adică ca o valoare care are o mare probabilitate de a nu fi depășită. Valoarea de $\theta_{90\%}$ este apreciată ca fiind suficient de estimativă [3] pentru a reprezenta valorile maxime. Cînd $\theta_{90\%}$ este aleasă, σ_T este dată de relația:

$$\sigma_T = 0{,}26 \cdot \theta_{90\%}.$$

Ipoteza că valorile medii ale timpului de închidere T_{oi} sînt egale pentru fiecare fază nu este, de regulă, adevărată dacă este aplicată numai unui întrerupător [4]; nesimultaneitatea închiderii fazelor la un singur întrerupător este, de fapt, parțial sistematică. Această ipoteză este adevărată dacă se presupune că fiecare operație este desfășurată cu un întrerupător ales la întîmplare dintr-un număr de întrerupătoare identice din punct de vedere al proiectării.

Ipoteza că momentul de închidere a unei faze este repartizat normal în jurul unei valori medii T_{oi} este ideală, cerînd ca închiderea electrică să se petreacă la impactul contactelor și de aceea coincide cu închiderea mecanică. De fapt, „preaprinderea" arcului între contacte produce o închidere electrică care are loc înaintea închiderii mecanice; pentru un tip dat de întrerupător intervalele de timp între închiderea electrică și cea mecanică depind de variația tensiunii de ținere între contacte și a tensiunii rețelei în timpul închiderii. Astfel, momentele închiderii electrice sînt afectate de alți factori. Cu cît este mai joasă viteza de reducere a tensiunii de ținere între contacte în timpul conectării, cu atît este mai mare influența preaprinderii asupra momentelor închiderii electrice a fiecărei faze.

În consecință, ipoteza de caracter absolut aleatoriu al momentului închiderii electrice nu poate fi acceptată dacă viteza de reducere a ținerii electrice între contacte este mai scăzută decît aproximativ 1 v.r./ms. Oricum, concluziile reieșite în continuare pot fi aplicate chiar pe o bază cantitativă la întrerupătoarele moderne, caracterizate printr-o ținere dielectrică ridicată a mediului dintre contacte și o înaltă viteză a contactelor în timpul conectării [5].

În ceea ce privește întrerupătorul echipat cu rezistor de șuntare s-a presupus că timpul de inserție a rezistorului de șuntare pentru fiecare fază este constant și egal cu T_R. Acesta pare a fi suficient de realist, avînd în vedere efectul slab pe care acest timp îl are asupra valorilor supratensiunii de comutație, dacă T_R este suficient de mare față de constanta de timp a descărcării liniei conectate la sistem prin intermediul rezistorului.

2. Unele aprecieri privind faza tensiunii în momentul comutației

Avînd în vedere faptul că închiderea electrică a unei faze a liniei se face efectiv mai devreme, în comparație cu apropierea mecanică a contactelor întrerupătorului, faza cea mai probabilă de comutație ar trebui să fie cea prin care tensiunea aplicată este aproape de maximum [6]. Cu toate acestea, ținînd seama de numărul mare de variabile aleatoare (viteza de deplasare a contactelor, rigiditatea dielectrică a mediului de izolație, starea și dispoziția suprafeței contactelor, starea dinamică, temperatura și impuritățile mediului arcului etc.), dispersia valorilor fazei este mai mare. Deși probabilitatea unghiurilor foarte mici este redusă, ea nu este egală cu zero; A. A. Akopian a arătat că în timpul experimentărilor pe linia de 400 kV Volgograd — Moscova, a apărut un caz cînd procesul tranzitoriu după conectare a lipsit complet, certificînd astfel că închiderea liniei s-a făcut chiar prin momentul trecerii tensiunii prin zero.

Studiul unor oscilograme [7] ale procesului de conectare obținute la conectarea în gol a unei linii (de 420 kV și 140 km), realizate în patru serii de încercări pentru configurații diferite ale rețelei, a permis notarea pe un interval puțin mai mare decît o semiperioadă a momentelor de închidere electrică a contactelor întrerupătorului, pentru fiecare fază.

Aceste momente s-au notat pornindu-se de la trecerea prin zero a tensiunii pe faza care s-a închis prima. În figura 2 sînt prezentate,

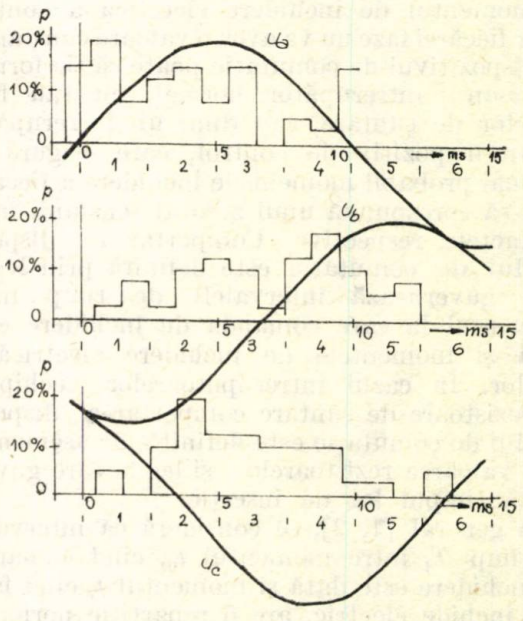


Fig. 2. Repartiția în timp a momentelor de stabilire a curentului în cele trei faze *a*, *b* și *c*, la închiderea întrerupătorului: u_a, u_b, u_c — tensiunile la intrarea în întrerupător, înainte de conectare. Curbele au fost prelungite după momentul conectării; a — faza care se închide prima; cifrele 1—6 desemnează intervalele considerate.

în procente din numărul total de conectări, sumele parțiale de conectări pe 1 ms. Pentru prima fază care se conectează majoritatea momentelor de conectare se situează în primele 6,5 ms, adică 0—117°.

În circa 80% din cazuri a doua se închide cea de-a treia fază și conectarea are loc în momentul creșterii tensiunii, în vecinătatea maximului. Cele 80% cazuri, în care faza a doua se închide ultima, se întind pe aproximativ o semiperioadă și au o repartiție relativ uniformă.

Pentru a se obține repartiția fazei de comutație se poate proceda pe cale analitică sau prin prelucrarea rezultatelor încercărilor experimentale asupra întrerupătoarelor reale. În figura 3 se prezintă o metodă de construcție a curbelor de repartiție a fazei la conectarea întrerupătoarelor [8]. S-au făcut următoarele ipoteze: conectarea se realizează prin străfie mai mică decît φ. Figura 3 b se referă la cazul în care viteza de variație a tensiunii de ținere depășește o anumită valoare $\left(\frac{du}{dt} < \right.$ $\left. < \omega U_{max}\right)$.

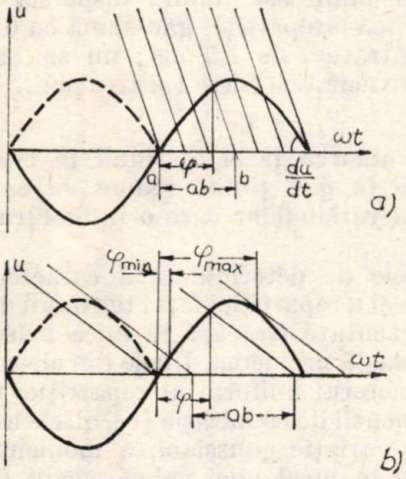


Fig. 3. Metoda de construcție a funcției de distribuție a fazei de conectare a întrerupătoarelor: a) $\frac{du}{dt} > \omega U_{max}$; b) $\frac{du}{dt} < \omega U_{max}$; unde U este tensiunea de ținere; ω pulsația tensiunii sistemului.

pungerea intervalului dintre contacte în momentul în care valoarea instantanee a tensiunii de ținere în intervalul dintre contacte devine egală cu tensiunea de străpungere a acestuia, tensiunea de ținere a intervalului este proporțională cu distanța între contacte; în stadiul final al mișcării contactelor distanța dintre ele și, respectiv tensiunea de ținere între contacte se micșorează liniar.

Pe figură, înclinarea dreptelor paralele, echidistante caracterizează viteza diferită de variație a tensiunii de ținere. Abscisele punctelor de intersecție a acestor drepte cu sinusoida tensiunii în intervalul dintre contacte dau fazele de închidere electrică φ. Lungimea segmentului ab, împărțit la π (fig. 3 a) reprezintă probabilitatea ca faza de conectare să

Avînd în vedere că tensiunea de ținere nu depinde practic de polaritate, pe desen s-a reprezentat imaginea oglindită a sinusoidei în semiperioada negativă. Toate fazele posibile de conectare sînt cuprinse între cele două drepte paralele care sînt tangente la sinusoidă, adică fazele mai mici decît φ_{min} și mai mari decît φ_{max} în acest caz se exclud.

Modificînd viteza de variație a tensiunii de ținere se obțin diferite curbe de repartiție a fazelor de conectare (fig. 4).

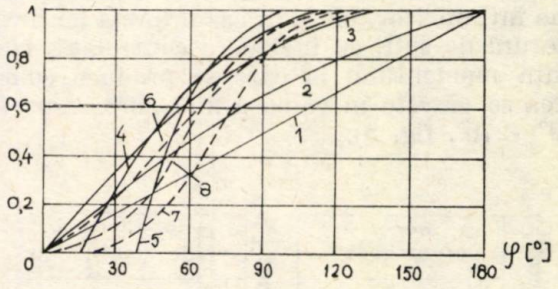


Fig. 4. Curbele de repartiție a fazei de conectare a întrerupătoarelor: —— curbe de calcul; $1 \cdot \frac{du}{dt} \to \infty$; $2 \cdot \frac{du}{dt} = 2\omega U_{max}$; $3 \cdot \frac{du}{dt} = \omega U_{max}$; $4 \cdot \frac{du}{dt} = 0{,}5\omega U_{max}$; $5 \cdot \frac{du}{dt} = 0{,}2\omega U_{max}$; —— date experimentale; 6 și 7 întrerupătoare cu aer comprimat; iar 8 — cu ulei.

Pentru calculul momentelor de conectare a fazelor unui întrerupător trifazat [2] se consideră că tensiunea între contactele întrerupătorului, anterioară operației de comutație, este sinusoidală. În procesul de conectare tensiunea de ținere între contacte scade pe măsura reducerii distanței între acestea, pînă cînd are loc preaprinderea arcului electric între contacte și se produce închiderea electrică a fazei respective. În ipoteza în care contactele tuturor fazelor întrerupătorului trec prin procesul de comutație simultan, momentul de conectare poate fi calculat, pentru diferite faze, ținîndu-se seama și de preaprindere.

Tensiunea de ținere între contacte, în procesul de conectare, poate fi măsurată experimental. Momentul inițierii operației de conectare se variază între 0 și 0,01 s, cu un pas Δt. Momentele respective de închidere electrică a fazelor se calculează pentru fiecare pas de timp. Ținînd seama de caracterul stochastic al străpungerii spațiului dintre contactele întrerupătorului, pentru fazele B și C au fost luate în considerație momente de conectare repartizate conform distribuției gaussiene discretizate.

Durata maximă între închiderea primei şi ultimei faze a întrerupătorului este o caracteristică de catalog a acestuia, fiind limitată prin norme [9], cu o valoare maxim admisibilă de 3 ms.

Avînd în vedere decalajele care există între mişcarea contactelor şi preaprinderea arcului, pot apare diferenţe de pînă la 5 ms între fazele de conectare pe cele trei faze, acestea determinînd, de regulă, o creştere a amplitudinii supratensiunilor [7].

În cazul reanclanşării automate a liniei care rămîne încărcată cu sarcini electrostatice, potenţialul liniei va fi luat în consideraţie la calculul fazei de reanclanşare, de regulă prin adăugarea unui termen constant [4].

Pe baza rezultatelor încercărilor experimentale [10] atît în cazul unui întrerupător cu aer comprimat, la care momentul de închidere survine întîmplător, cît şi în cazul unuia cu hexafluorură de sulf, cu închidere controlată, frecvenţa momentului la care se produce conectarea se găseşte în gama a 20°—90° (respectiv 200°—270°, fig. 5).

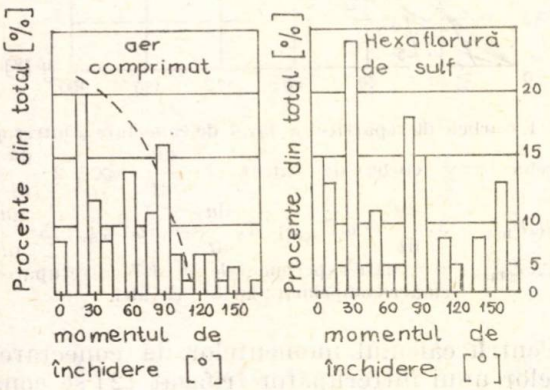


Fig. 5. Repartiţia momentului de conectare la o conectare trifazată.

Repartiţia fazei de conectare se poate exprima aproximativ prin relaţia :

$$F(\theta) = (1 + \cos \theta/v)\, 2\pi,$$

în ipoteza în care $F(\theta)$ este funcţia densităţii de probabilitate a fazei de conectare θ şi v viteza de închidere a întrerupătorului. Această formulă a fost determinată considerîndu-se doar variabila aleatoare momentul comenzii de închidere, repartizată uniform, considerîndu-se descreşterea tensiunii de ţinere între contacte liniară şi ţinîndu-se seama de preaprinderea arcului între contactele întrerupătorului. Repartiţia momentului de conectare, calculat după această formulă, este dată tot în figura 5.

Curba calculată nu coincide integral cu cea rezultată din măsurători datorită diferenţelor între ipoteze şi realitate.

Aprecieri asemănătoare sînt reluate în literatura de specialitate. Astfel, în evaluarea valorilor maxime şi a repartiţiei supratensiunilor s-a presupus conectarea fiecărei faze pe baza unei legi gaussiene, trunchiată la 3σ de medie [11]. Alţi autori [12] consideră repartiţia unghiurilor la conectare tot normală, cu o medie de 60° şi o abatere medie pătratică de 37°.

Alte lucrări [9] presupun timpii de închidere a contactelor primului întrerupător repartizaţi gaussian, în jurul unei valori medii t_0, aleasă aleatoriu, uniform pe un interval de 16,7 ms. Pe cele trei faze s-au considerat abateri diferite. După o metodă sistematică s-au ales timpii de închidere a întrerupătorului cu valori medii t_0 de la 0,5 ms la 16,0 ms,la intervale regulate de 0,5 ms, fiind limitaţi la $\pm 3\ \sigma_f$. S-au considerat 4 407 cazuri. În [13] închiderea este controlată de un calculator, potrivit unei legi date de dispersie : comanda de comutaţie este repartizată aleator de-a lungul unei perioade a tensiunii sistemului; dispersia fiecărui pol urmează o repartiţie gaussiană cu o abatere medie pătratică de 1,5 ms; nu se manifestă abateri sistematice între cei trei poli.

3. Determinarea fazei tensiunii la conectarea unei linii în gol, ţinînd seama de caracterul aleator al variabilelor care o influenţează

Metodele de determinare a caracteristicilor statistice şi a repartiţiei fazei tensiunii de comutaţie prezentate tratează în mică măsură statistic, această problemă. Unele din ele consideră doar caracterul uniform al repartiţiei momentului comenzii de comutaţie [8], altele consideră global o variaţie gaussiană a momentului de conectare în jurul unei valori medii [1]; o a treia serie de metode le combină pe cele două, considerînd repartiţia momentului comenzii de comutaţie uniformă, iar pentru fazele B şi C momente de conectare repartizate conform unei distribuţii gaussiene discrete [2]. Toate metodele analizate consideră preaprinderea arcului electric ca o variabilă deterministă.

Ţinînd seama de aceasta s-a încercat o tratare propriu-zis statistică a problemei fazei tensiunii la conectarea unei linii în gol, pentru întrerupătorul românesc IO—400, avînd în vedere, numărul mare de variabile aleatoare care intervin.

S-au considerat următoarele *variabile aleatoare,* independente din punct de vedere statistic : momentul comenzii de conectare; timpul de închidere mecanică a contactelor unei faze; dispersia între camerele unei faze; dispersia între fazele întrerupătorului; rigiditatea dielectrică a uleiului din camerele întrerupătorului; tensiunea de străpungere a spaţiului dintre contactele întrerupătorului; variaţia tensiunii la barele la care se conectează linia; va-

riația tensiunii la bare datorită prezenței regimului deformant.

Momentul comenzii de conectare este uniform repartizat [1], [4]. Pentru determinarea fazei tensiunii la conectarea liniei s-au ales 40 de valori pe intervalul 0—360° din tabele de valori [14], (conform [10] 120 de valori, pe cele trei faze, sînt suficiente pentru a se obține rezultate corecte). Au fost reținute din tabele doar valorile mai mici de 360, eliminîndu-se cele care se repetau.

Timpul de închidere mecanică a contactelor unei faze a fost considerat gaussian repartizat [1], [11] presupunîndu-se că este independent din punct de vedere statistic de dispersia între camerele unei faze și cea între fazele întrerupătorului. Conform normativelor în vigoare în țara noastră, pentru IO—400 [15] s-a considerat timpul propriu de închidere a întrerupătorului $t_{\hat{\imath}m} = 125$ ms. Ținînd seama de limitele garantate de întreprinderea producătoare (100—150 ms), aplicînd regula celor 3σ:

$$P(|x - m| < 3\sigma) = 0{,}9974. \quad (1)$$

Se obține:

$$\sigma_{\hat{\imath}m} = 8{,}33 \text{ ms}.$$

Alegînd din tabele [14] alte 40 valori repartizate gaussian $N(0,1)$ rezultă valorile momentului de închidere mecanică:

$$t_{\hat{\imath}m} = \sigma_{\hat{\imath}m} \cdot x + M(t_{\hat{\imath}m}). \quad (2)$$

Dispersia între camerele unei faze, s-a considerat tot gaussian repartizată și independentă statistic de celelalte variabile aleatoare. S-a urmărit însă ca prin însumarea efectelor dispersiei între camerele unei faze să nu se depășească limitele garantate de fabrică, pentru timpul de închidere mecanică a contactelor unei faze. Conform [15] dispersia maximă între camerele unei faze este de 5 ms. Aplicînd regula celor 3σ, s-a obținut $\sigma_c = 1{,}67$ ms. Din tabele [14] s-au luat alte 40 de valori repartizate gaussian N(0,1) și s-a determinat dispersia între camere:

$$t_c = x \cdot \sigma_c. \quad (3)$$

Dispersia între fazele întrerupătorului este repartizată gaussian și independentă statistic de celelalte variabile aleatoare. S-a urmărit însă ca prin însumarea efectului dispersiei între faze să nu se depășească limitele garantate de fabrică, pentru timpul de închidere mecanică a contactelor unei faze. Prin intermediul acestei variabile aleatoare s-a avut în vedere ansamblul abaterilor momentului de conectare a fazelor 2 și 3 față de prima fază, considerată de referință. Conform [15] s-a considerat dispersia maximă între fazele întrerupătorului de 5 ms. Aplicînd regula celor 3 σ s-a obținut $\sigma_f = 1{,}67$ ms. Din tabelele [14] s-au ales cîte 40 de valori repartizate gaussian N (0,1) distincte pentru fazele 2 și 3, astfel:

$$t_f = x \cdot \sigma_f. \quad (4)$$

Rigiditatea dielectrică a uleiului din camerele întrerupătorului, considerată repartizată normal. Pentru întrerupătorul românesc IO—400 [15], rigiditatea dielectrică a uleiului din camere este de minimum 130 kV/cm la punerea în funcțiune și de minimum 60 kV/cm, în exploatare; rigiditatea dielectrică a uleiului nou este de circa 200 kV/cm. Luîndu-se ca valori maxime cele două extreme. S-a presupus rigiditatea dielectrică a uleiului din camerele întrerupătorului ca o variabilă aleatoare repartizată gaussian, independentă statistic.

Valoarea medie obținută a rigidității uleiului este de 130 kV/cm, iar abaterea medie pătratică $\sigma_u = 23{,}33$ kV/cm, aplicînd regula celor 3σ.

Din tabelele [14] s-au ales 40 de valori aleatoare repartizate gaussian $N(0,1)$, obținîndu-se valorile rigidității dielectrice a uleiului din camerele întrerupătorului:

$$u_t = x \cdot \sigma_u + M(u). \quad (5)$$

Pentru fazele 2 și 3 au fost alese valori distincte, avînd în vedere caracterul independent al proceselor de deteriorare a caracteristicilor dielectrice ale uleiului, pe fiecare fază.

Tensiunea de străpungere a spațiului dintre contactele întrerupătorului este repartizată de asemenea gaussian. În vederea considerării caracterului aleatoriu al preaprinderii s-au avut în vedere încercări efectuate de ICEMENERG în perioada 1977—1979 asupra unor probe de ulei din camerele întrerupătoarelor. Analiza statistică efectuată la 12 grupuri de încercări de străpungere asupra unor mostre de ulei din camerele unor întrerupătoare de diferite tensiuni a evidențiat că abaterea medie pătratică a tensiunii de străpungere este cuprinsă într-o gamă largă de valori (3,4—33,3%) din valoarea medie a tensiunii de străpungere. S-a relevat faptul că pentru uleiuri mai puțin uzate abaterea medie pătratică este mai ridicată, în timp ce pentru uleiurile de calitate mai bună, este mai mică. Ținînd seama de aceste observații am considerat abaterea medie pătratică a tensiunii de străpungere a spațiului dintre contactele întrerupătorului de cca 15%. Am făcut de asemenea ipoteza că repartiția tensiunii de străpungere este gaussiană.

Variația tensiunii la barele de conectare a liniei. Avînd în vedere considerații de ordin tehnic sau tehnologic, se manifestă un interes deosebit pentru limitarea abaterilor tensiunii pe liniile electrice aeriene la un domeniu restrîns și identificarea cît mai exactă a limitelor de variație admisibile. În țara noastră se cere [16] ca tensiunea unui sistem să fie menținută în permanență la nivelul normat (determinat

de condiţiile de alimentare normală a consumatorilor) cu abateri de cel mult ± 5% la barele consumatoare şi + 5% pînă la −7,5% pentru restul barelor, iar pentru consumatorii industriali [17] se indică, la reţelele de peste 60 kV tensiune nominală, ca variaţia tensiunii să nu depăşească ± 7%.

În vederea analizei caracterului aleator al tensiunii la barele de conectare a liniei s-a studiat caracterul aleator al amplitudinii tensiunii pe o linie de 400 kV din ţara noastră. S-au efectuat 504 înregistrări, din 20 în 20 de minute, de-a lungul a 7 zile.

Pentru valorile înregistrate s-a obţinut valoarea medie şi abaterea medie pătratică [18]:

$$\bar{U} = 409{,}117 \text{ kV},$$

$\sigma = 18{,}07$ kV; $\sigma = 4{,}42\%$ (în procente faţă de valoarea medie).

Verificarea ipotezei de repartiţie gaussiană a amplitudinii tensiunii s-a făcut aplicînd testul X^2 [19], la $\alpha = 0{,}001$ şi $k - (l + 1) = 7$, obţinîndu-se $X^2 = 1413{,}37 > X^2_{0{,}001;7} = 24{,}3$. Deci, repartiţia amplitudinii tensiunii nu este gaussiană. Neglijînd valorile extreme şi reţinînd doar 473 de valori se obţine $X^2 = 11{,}3 < X^2_{0{,}001;7} = 24{,}3$, pentru $\alpha = 0{,}001$, şi $X^2 = 11{,}3 < X^2_{0{,}05;7} = 14{,}1$ pentru $\alpha = 0{,}05$. Se poate concluziona că repartiţia este gaussiană, cu excepţia valorilor extreme.

Pentru uşurinţa calculelor, în definirea fazei tensiunii la conectarea unei linii electrice aeriene în gol s-a considerat că tensiunea pe linie variază cu maximum ± 5% şi că ea este repartizată gaussian. În consecinţă, $\sigma_t = 6{,}67$ kV.

Din tabelul [14] s-au luat 40 de valori aleatoare repartizate gaussian N (0,1) şi s-au obţinut valorile tensiunii la barele de conectare a liniei:

$$U = x\sigma_t + M(U). \tag{6}$$

Variaţia tensiunii la bare datorită prezenţei regimului deformant s-a considerat repartizată tot gaussian, în timp şi în diferite puncte ale sinusoidei tensiunii. Avînd în vedere prevederile standardelor din ţară şi de peste hotare [20] s-a presupus că această variabilă aleatoare — coeficientul de abatere a undei de tensiune de la forma sinusoidală — nu depăşeşte 10%:

$$\gamma = \frac{|a - b|}{e} \leqslant \varepsilon = 10\%. \tag{7}$$

Aplicînd regula celor 3σ s-a obţinut $\sigma_d = 3{,}33\%$.

Din tabelele [14] s-au reţinut 40 de valori repartizate gaussian N (0,1) şi s-a obţinut variaţia amplitudinii tensiunii afectate de prezenţa regimului deformant. S-a inclus şi efectul variaţiei tensiunii la bare evidenţiat anterior:

$$U_d = U(1 + \sigma_d \cdot y), \tag{8}$$

$$U_{total} = [x \cdot \sigma_t + M(U)](1 + \sigma_d \cdot y). \tag{9}$$

Determinarea fazei tensiunii la conectarea liniei în gol, fără considerarea preaprinderii arcului electric între contactele întrerupătorului. Pentru prima fază, considerată de referinţă, s-a însumat momentul comenzii de conectare, timpul de închidere mecanică a contactelor şi efectul dispersiei între camere. Pentru fazele 2 şi 3 s-a luat în consideraţie şi defazajul faţă de prima fază şi efectul dispersiei între fazele întrerupătorului. Valorile obţinute au fost reduse la prima jumătate de perioadă a tensiunii de alimentare (anexa 1).

După verificarea caracterului aleator şi omogenităţii rezultatelor pe cele trei faze s-a verificat, cu ajutorul testului X^2, ipoteza de repartiţie gaussiană a momentului conectării:

$$\begin{aligned} X^2_{0{,}05;15} &= 25 < X^2 = 33{,}645, \\ X^2_{0{,}01;15} &= 30{,}7 < X^2 = 33{,}645, \\ X^2_{0{,}001;15} &= 37{,}7 > X^2 = 33{,}645. \end{aligned} \tag{10}$$

Se observă că doar pentru un risc foarte mic, $\alpha = 0{,}001$, se verifică ipoteza de repartiţie gaussiană. Totodată, domeniul de definiţie a fazei de conectare fiind limitat la 0—180°, repartiţia poate fi considerată doar aproximativ gaussiană. În ipoteza repartiţiei gaussiene, s-au calculat valoarea medie şi abaterea medie pătratică a fazei tensiunii φ, la momentul conectării. S-au obţinut valorile din tabelul 1.

Tabelul 1

Faza	$M(\varphi)$, [°]	σ_φ	
		[°]	[%]
1	81,68	55,39	67,81
2	101,50	52,21	51,45
3	90,49	50,59	55,91
1, 2 şi 3	91,22	52,95	58,05

Se observă că valorile momentului de conectare se grupează către media 91,22°, dar au o abatere medie pătratică mare de 52,95°, adică 58,05%. Curbele densităţii de probabilitate a momentului conectării, considerat gaussian repartizat şi ale repartiţiei reale, obţinute experimental, sînt date în figura 6.

Analiza corelaţiei dintre faza de închidere a contactelor fără preaprindere şi faza de comandă a conectării, redusă la prima semiperioadă

conduce la concluzia că, practic nu există corelaţie. Coeficientul de corelaţie este $\gamma_1 = -0{,}01778$.

Analog, pentru faza de închidere a contactelor fără preaprindere şi durata închiderii mecanice a contactelor (inclusiv efectul dispersiei

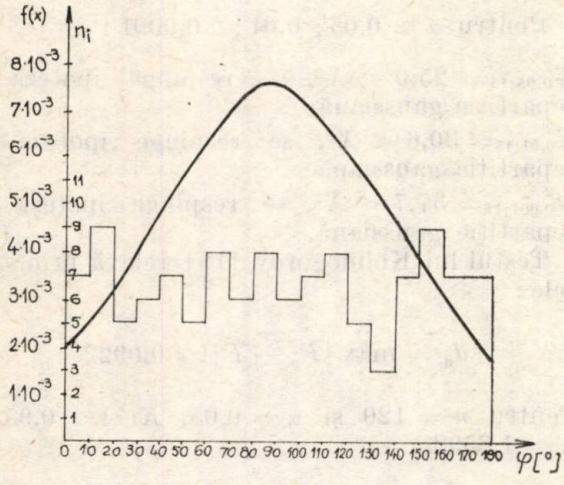


Fig. 6. Densitatea $f(x)$ a probabilităţii fazei de conectare fără considerarea preaprinderii. Densitatea repartiţiei reale n_i, în valori absolute.

între camere şi dispersiei între faze) $\gamma_2 = -0{,}05982$ nu indică o corelaţie.

Determinarea fazei tensiunii la conectarea liniei în gol cu considerarea preaprinderii arcului electric între contactele întrerupătorului. Cînd scade distanţa între contactele întrerupătorului, la un moment dat, tensiunea de ţinere între contacte devine egală cu tensiunea între contacte. Este posibil [8] să apară fenomenul de preaprindere a arcului electric între contacte. Avînd în vedere acest fenomen se constată (figura 7): curba (a) indică variaţia în timp a

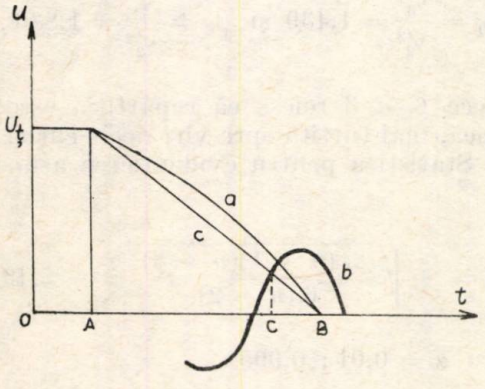


Fig. 7. Preaprinderea arcului între contactele întrerupătorului.

tensiunii de ţinere între contacte în timpul închiderii, presupunînd că rigiditatea dielectrică a uleiului din camerele întrerupătorului este constantă; curba (b) indică tensiunea între contacte; A indică momentul cînd contactele încep să se închidă. Datorită fenomenului de preaprindere, închiderea electrică a contactelor este anticipată din B (închiderea mecanică) în C. Partea care interesează din curba (a) poate fi asimilată conform paragrafelor anterioare, considerînd constantă viteza de închidere a contactelor, cu o linie dreaptă (c).

Rigiditatea dielectrică a uleiului fiind u_f, kV_{max}/cm, timpul de închidere mecanică a contactelor, inclusiv efectul închiderii nesimultane a camerelor şi fazelor, t_i, ms, tensiunea între faze a liniei U, kV şi momentul comenzii de conectare α, se poate scrie următorul sistem de ecuaţii:

$$u = -225 \cdot \frac{u_f}{t_i} \cdot t + 225\, u_f,$$

$$u = 0{,}816\, U\, |\sin(18\, t + \alpha)|. \tag{11}$$

S-au luat cîte 40 de valori pentru α, t_i, U şi u_f, pe fiecare fază, avîndu-se în vedere caracterul lor aleator, prezentat anterior. Pentru rezolvarea sistemului de ecuaţii s-a realizat un program pe calculator şi s-au extras valorile t. S-a reţinut faza la care are loc închiderea electrică a contactelor, redusă la prima jumătate de perioadă.

Pentru considerarea variaţiei fazei de conectare electrică a contactelor, datorită caracterului aleator al tensiunii de străpungere a spaţiului dintre acestea, la preaprindere s-a procedat astfel: s-a calculat numai variaţia tensiunii de ţinere între contacte, neglijînd variaţia relativ lentă a tensiunii sinusoidale aplicate; pentru o abatere medie pătratică a tensiunii de străpungere de 15% s-a determinat abaterea medie pătratică a timpului de închidere electrică a contactelor, folosind în fiecare caz (cîte 40 pe fiecare fază) valorile specifice pentru timpul de închidere mecanică a contactelor, rigiditatea dielectrică a uleiului, variaţia tensiunii la bare, prezenţa regimului deformant, faza conectării electrice a contactelor (determinată mai sus) şi faza comenzii de conectare (anexa 2). Din tabele [14], s-au ales cîte 40 de valori repartizate gaussian, pe fază şi s-au determinat timpul de închidere electrică şi faza conectării electrice redusă la prima semiperioadă, ţinînd seama şi de caracterul aleator al tensiunii de străpungere la preaprindere (anexa 1).

S-a realizat *o analiză statistică exhaustivă a rezultatelor*. Pentru verificarea caracterului aleator al valorilor fazei obţinute s-a aplicat testul iteraţiilor [21], obţinîndu-se pe cele trei faze:

$$\text{faza 1}: \left|\frac{U - M(U)}{D(U)}\right| = 0{,}32 < Z_{1-\frac{\alpha}{2}} =$$

$$= 2{,}58 \text{ unde } \alpha = 0{,}01,$$

faza 2 : $\left|\frac{U-M(U)}{D(U)}\right| = 1{,}28 < Z_{1-\frac{\alpha}{2}} = 2{,}58$ și

faza 3 : $\left|\frac{U-M(U)}{D(U)}\right| = 1{,}60 < Z_{1-\frac{\alpha}{2}} = 2{,}58.$

Deci, se acceptă ipoteza privind caracterul aleator al rezultatelor, în toate cele trei cazuri.

Pentru verificarea omogenității datelor pe cele trei faze s-a aplicat testul semnelor [14], obținîndu-se, pentru $\alpha = 0{,}01$, fazele 1 și 2 :

$$r_\alpha = 11{,}84 < R_{1.2} = 24 < n - r_\alpha = 28{,}16,$$

$$R_{1.2} = 24 < r_{l\alpha} = 27{,}37, \qquad (12)$$

$$R_{1.2} = 24 > r_{s\alpha} = 12{,}63;$$

fazele 2, 3 :

$$r_\alpha = 11{,}84 < R_{2.3} = 24 < n - r_\alpha = 28{,}16,$$

$$R_{2.3} = 24 < r_{l\alpha} = 27{,}37, \qquad (13)$$

$$R_{2.3} = 24 > r_{s\alpha} = 12{,}63;$$

fazele 1, 3 :

$$r_\alpha = 11{,}84 < R_{1.3} = 26 < n - r_\alpha = 28{,}16,$$

$$R_{1.3} = 26 < r_{l\alpha} = 27{,}37, \qquad (14)$$

$$R_{1.3} = 26 > r_{s\alpha} = 12{,}63.$$

Se observă că, în ansamblu, pentru cele trei faze se acceptă ipoteza de omogenitate a rezultatelor. Testul iterațiilor pentru omogenitate confirmă această concluzie :

fazele 1,2 : $\left|\frac{U-M(U)}{D(U)}\right| = 0{,}45 < Z_{1-\frac{\alpha}{2}} = 2{,}58,$

unde $\alpha = 0{,}01$;

fazele 2,3 : $\left|\frac{U-M(U)}{D(U)}\right| = 0 < Z_{1-\frac{\alpha}{2}} = 2{,}58;$

fazele 3,1 : $\left|\frac{U-M(U)}{D(U)}\right| = 0{,}45 < Z_{1-\frac{\alpha}{2}} = 2{,}58.$

Pentru eliminarea datelor care diferă semnificativ de celelalte date, s-au aplicat statisticile lui Dixon [22], iar în ceea ce privește valorile extreme $r_{10} = 0{,}032$ și $r'_{10} = 0{,}011$ s-a obținut :

$R = 0{,}372 > r_{10},\ r'_{10}$ pentru : $\alpha = 0{,}005$;

$R = 0{,}341 > r_{10},\ r'_{10}$ pentru : $\alpha = 0{,}01$;

$R = 0{,}260 > r_{10},\ r'_{10}$ pentru : $\alpha = 0{,}05$,

Deci nu sînt date care diferă semnificativ de celelalte.

Pentru determinarea repartiției fazei de conectare s-a verificat ipoteza de repartiție gaussiană. Testul X^2 a evidențiat următoarele :

$$X^2 = 42{,}83.$$

Pentru $\alpha = 0{,}05$; $0{,}01$; $0{,}0001$:

$X^2_{0,05;15} = 25{,}0 < X^2$, se respinge ipoteza de repartiție gaussiană,

$X^2_{0,01;15} = 30{,}6 < X^2$, se respinge ipoteza de repartiție gaussiană,

$X^2_{0,001;15} = 37{,}7 < X^2$, se respinge ipoteza de repartiție gaussiană. (16)

Testul lui Kolmogorov [18] relevă următoarele :

$$d_n = \max |F_n - F| = 0{,}0922. \qquad (17)$$

Pentru $n = 120$ și $\alpha = 0{,}05$, $K(\lambda) = 0{,}95$ și $\lambda = 1{,}3592$,

$d_n < \frac{\lambda}{\sqrt{n}} = 0{,}124$ se acceptă ipoteza de normalitate.

Pentru $\alpha = 0{,}01$, $K(\lambda) = 0{,}99$ și $\lambda = 1{,}63$,

$$d_n < \frac{\lambda}{\sqrt{n}} = 0{,}148,$$

se acceptă, de asemenea, ipoteza de repartiție gaussiană.

Avînd în vedere că la testul X^2 s-a respins ipoteza de repartiție gaussiană, pentru a realiza un studiu mai aprofundat s-a aplicat și testul bazat pe coeficienții β [21], rezultînd :

$$\beta_1 = \frac{\nu'^2_3}{\nu'^3_2} = 1{,}439 \text{ și } \beta_2 = \frac{\nu'_4}{\nu'^2_2} = 1{,}836,$$

deoarece $\beta_2 < 3$ reiese că repartiția este platicurtică, mai turtită spre vîrf decît curba normală. Statistica pentru evidențierea asimetriei este :

$$Z = \pm \sqrt{\frac{\beta_1 (n+1)(n+3)}{6(n-2)}} = \pm 5{,}49.$$

Pentru $\alpha = 0{,}01$; $0{,}005$:

$$|Z| = 5{,}49 > Z_{0,995} = 2{,}58,$$

$$|Z| = 5{,}49 > Z_{0,9975} = 2{,}81. \qquad (18)$$

Asimetria observată în selecție este semnificativă la pragul de semnificație $\alpha = 0{,}01$ și $\alpha = 0{,}005$,

Statistica pentru evidenţierea boltirii este :

$$Z = \left(\beta_2 - 3 + \frac{6}{n+1}\right)\sqrt{\frac{(n+1)^2(n+3)(n+5)}{24\,n(n-2)(n-3)}} = \pm 2{,}65.$$

Pentru $\alpha = 0{,}01\,;\ 0{,}005$:

$$|Z| = 2{,}65 > Z_{0{,}995} = 2{,}58,$$

$$|Z| = 2{,}65 < Z_{0{,}9975} = 2{,}81.$$

Boltirea observată în selecţie este semnificativă la pragul de semnificaţie $\alpha = 0{,}01$ şi nesemnificativă la $\alpha = 0{,}005$.

Se observă ca, practic, nu poate fi acceptată ipoteza de repartiţie gaussiană. Cu excepţia testului Kolmogorov celelalte două pun în evidenţă prezenţa unor abateri de la repartiţia gaussiană.

În ipoteza de repartiţie gaussiană s-au obţinut estimaţiile de selecţie pentru media şi abaterea medie pătratică, prezentate în tabelul 2.

Tabelul 2

Faza	$M(\psi)$, [°]	σ_ψ [°]	σ_ψ [%]
1	80,23	55,69	69,41
2	85,52	49,71	58,13
3	78,90	50,59	64,41
1, 2 şi 3	81,55	51,71	63,41

Se observă că valorile momentului de conectare se grupează către media 81,55°, dar au o abatere medie pătratică mare, de 51,71°, adică 63,41%. Curbele densităţii de probabilitate a momentului conectării cu considerarea preaprinderii arcului între contacte, considerată gaussian repartizată şi a repartiţiei reale obţinute, sînt date în figura 8.

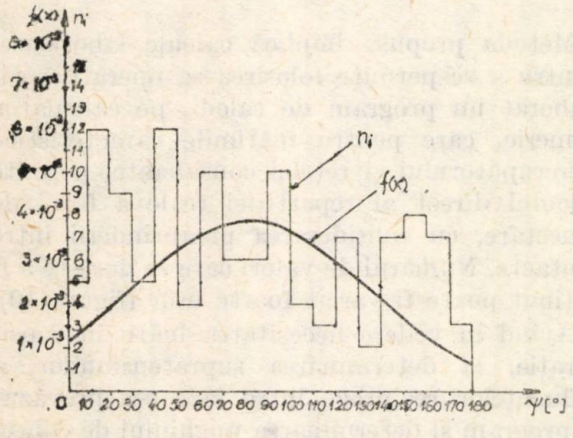


Fig. 8. Densitatea $f(x)$ a probabilităţii fazei de conectare cu considerarea preaprinderii arcului între contacte. Densitatea repartiţiei reale n_i, în valori absolute.

Analiza corelaţiei dintre faza de închidere electrică a contactelor, cu preaprindere redusă la prima semiperioadă şi faza de comandă a conectării, conduce la concluzia că, practic, nu există corelaţie. Coeficientul de corelaţie este : $\gamma_3 = -0{,}0608$.

Analog, nu se obţin corelaţii semnificative nici pentru timpul de închidere mecanică a contactelor $\gamma_4 = 0{,}0639$; rigiditatea dielectrică a uleiului din camerele întrerupătorului $\gamma_5 = -0{,}1954$; variaţia tensiunii la barele de conectare şi datorită prezenţei regimului deformant (luate la un loc) : $\gamma_6 = 0{,}0191$; variaţia fazei de conectare datorită preaprinderii arcului între contacte, inclusiv a caracterului aleator al tensiunii de străpungere $\gamma_7 = -0{,}3803$; variaţia timpului de închidere electrică, cu considerarea preaprinderii arcului şi a caracterului aleatoriu al străpungerii spaţiului între contactele întrerupătorului $\gamma_8 = -0{,}1008$.

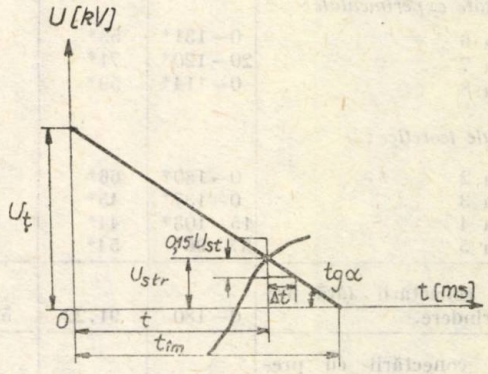


Fig. 9. Determinarea fazei de conectare ţinînd seama de caracterul aleator al străpungerii la preaprindere.

Concluzii

Rezultatele obţinute prin metoda propusă pentru modelarea momentului de conectare sînt apropiate de cele din literatura de specialitate.

Totodată se observă că luarea în consideraţie a unui număr important de variabile aleatoare conduce la concluzia că închiderea fazelor va avea loc, de regulă, în jurul valorii maxime a tensiunii la bare, dar cu o dispersie foarte mare. Aceste concluzii se regăsesc şi în unele lucrări de specialitate [6], [7], [12]. Se observă că luarea în considerare a fenomenului de preaprindere are o mare însemnătate, el determinînd reducerea importantă a valorii medii a fazei de conectare.

În ceea ce priveşte repartiţia densităţii de probabilitate a fazei de conectare, deşi unii autori o consideră gaussiană ea se abate de la aceasta. Atît pentru faza fără considerarea preaprinderii, cît şi pentru cea cu preaprindere, testele folosite au evidenţiat abateri de la repartiţia gaussiană, o asimetrie şi o boltire a

Tabelul 3

	Faza conectării		
	Plaja valorilor obținute, [°]	Valoarea medie, [°]	Abaterea medie pătratică,
Fukuda S, Ozaki Y. ș.a.	20—90	55**	—
Gert R. Jirku J.	0—180**	60	37
Glavitsch H.	0—117	58,5**	—
Dmohovskaia L.F.			
rezultate experimentale :			
curba 6	0—131*	53*	—
curba 7	20—120*	71*	—
curba 8	0—114*	59*	—
Calcule teoretice :			
curba 2	0—180*	66*	—
curba 3	0—137*	45*	—
curba 4	15—108*	44*	—
curba 5	37—96*	54*	—
Faza conectării fără preaprindere.	0—180	91,22	52,95
Faza conectării cu preaprindere.	0—180	81,55	51,71

* Valori extrase din grafice

** Valori calculate

curbei densității de probabilitate. Acestea au fost puse în evidență și prin reprezentarea grafică a repartițiilor reale obținute experimental.

Concluzia este validată și de figura 4, extrasă din [8], unde se observă cu claritate asimetria pentru toate curbele experimentale și calculate prezentate.

Din punct de vedere teoretic, în ipoteza unor variabile aleatoare independente statistic, faza de conectare reprezintă o însumare de variabile repartizate gaussian și una repartizată uniform, ceea ce nu poate conduce la o repartiție absolut gaussiană. În plus, intervine modificarea fazei datorită preaprinderii arcului între contacte.

Analiza corelației statistice a fazei de conectare cu diferitele variabile aleatoare luate în considerație (faza de comandă a conectării; timpul de închidere mecanică a contactelor; rigiditatea dielectrică a uleiului; variația tensiunii la bare și prezența regimului deformant; influența preaprinderii arcului între contacte și a caracterului aleator al străpungerii; variația timpului de închidere electrică a contactelor) conduce la concluzia că, practic, avînd în vedere numărul mare al acestora, nu există o variabilă aleatoare care să o determine, să o influențeze decisiv. Coeficienții de corelație indică pentru toate variabilele aleatoare considerate corelații nesemnificative.

Aceste concluzii privind caracterul negaussian al repartiției fazei de conectare și lipsa unor corelații semnificative ale acesteia cu variabilele aleatoare considerate permit să se evidențieze utilitatea metodei propuse. Astfel, caracterul negaussian al repartiției impune calculul repartiției reale a momentelor de conectare pentru efectuarea unui anumit experiment, iar lipsa unor corelații semnificative subliniază necesitatea luării în considerație a tuturor variabilelor aleatoare avute în vedere.

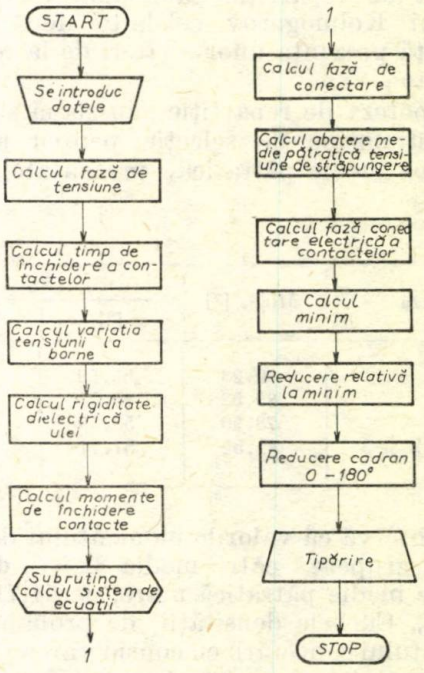


Fig. 10. Organigrama pentru programul de calcul al fazei de conectare.

Metoda propusă implică calcule laborioase. Pentru a se permite folosirea sa operativă s-a elaborat un program de calcul, pe calculator numeric, care pentru mărimile caracteristice întrerupătorului și rețelei considerate, permite calculul direct al repartiției reale a fazei de conectare, cu considerarea preaprinderii între contacte. Numărul de valori care se dorește a fi obținut poate fi variat foarte ușor (figura 10).

Avînd în vedere necesitatea luării în considerație, la determinarea supratensiunilor, a influențelor reciproce între faze s-a prevăzut în program și determinarea unghiului de conectare în funcție de unghiul fazei care se închide prima.

ANEXA 1

Faza la conectarea liniei în gol, fără considerarea preaprinderii

Faza 1				Faza 2				Faza 3			
41,46	104,418	85,02	171,48	121,518	67,334	19,858	117,77	108,696	79,55	163,168	34,092
9,492	114,79	8,396	101,806	168,084	28,942	118,748	33,04	70,14	23,428	59,09	161,806
84,36	50,376	170,152	106,154	42,954	146,994	167,266	30,98	118,728	81,144	68,476	171,878
114,514	5,56	96,346	96,862	60,472	126,658	12,964	48,778	159,466	14,746	149,74	158,986
137,1	151,622	90,924	165,706	80,124	170,336	49,464	87,526	30,294	14,864	173,1	135,508
79,608	36,026	144,084	166,538	158,1	143,336	41,1	158,198	82,962	77,18	143,424	57,32
15,84	9,43	13,224	6,354	107,364	160,93	141,234	141,772	71,43	36,13	54,504	64,546
111,164	95,896	21,61	121,52	52,244	65,884	171,004	60,71	158,456	104,02	60,604	46,628
16,626	0,13	123,544	61,954	178,368	155,284	26,428	137,422	102,384	75,88	17,998	122,872
119,374	158,924	41,47	17,34	96,904	110,606	153,73	99,594	171,562	21,716	83,866	89,418

Faza tensiunii la conectarea liniei în gol, cu considerarea preaprinderii

Faza 1				Faza 2				Faza 3			
29,22	83,9	69,58	167,16	93,6	56,12	16,42	108,78	92,1	65,24	154,24	27,36
7,44	94,72	6,02	77,38	155,38	22,48	98,12	26,74	57,18	16,48	46,58	153,76
67,26	42,42	165,94	93,14	33,9	129,66	158,32	24,14	94,14	66,06	50,44	167
94,66	4,12	80,2	80,68	47,44	110,62	10,66	74,68	151,44	10,3	140,74	146,44
120,18	142,46	77,82	159,1	45,6	166,52	41,94	69,22	22,68	11,66	168,06	122,26
64,38	29,42	130,26	174,26	144,6	125,66	32,64	149,9	66,78	62,6	127,8	44,54
11,16	7,36	10,02	6,04	89,58	154,18	128,04	125,5	47,76	27,76	39,78	46,96
98,24	79,3	14,5	100,64	40,04	52,06	162,94	46,04	142,22	92,14	46,94	35
13,26	179,83	113,86	49,30	26,52	136,06	17,5	109,26	95,94	62,38	12,94	113,26
104,74	151,58	33,82	173,76	74,26	87,06	144,82	83,16	168,52	17,9	68,06	72,84

ANEXA 2

Determinarea fazei tensiunii la conectare ţinîndu-se seama şi de caracterul aleator al străpungerii la preaprinderea arcului între contactele întrerupătorului.

Considerîndu-se mai lentă variaţia tensiunii sinusoidale, s-a avut în vedere numai variaţia tensiunii de ţinere între contacte. S-a procedat astfel :

Din figura 9 s-a observat că :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{U_t}{t_i} = \frac{0{,}15\,U_{str}}{\Delta t},$$

unde : U_t este tensiunea totală, de ţinere între contacte, cînd acestea sînt deschise ;

t_i — timpul total de închidere mecanică a contactelor ;

U_{str} — tensiunea la care are loc străpungerea între contacte, considerată ca o valoare medie ;

0,15 — abaterea medie pătratică considerată pentru tensiunea de străpungere ;

Δt — abaterea medie pătratică a momentului de conectare electrică datorită caracterului aleator al străpungerii, la preaprindere.

De unde :

$$\Delta t = 5{,}44 \cdot 10^{-4}\,\frac{t_i \cdot U\,|\sin(18\,t + \alpha)|}{u_t}, \text{ ms},$$

Considerînd din tabele cîte 40 de valori repartizate $N(0,1)$ reiese timpul de închidere electrică a contactelor, ţinîndu-se seama şi de caracterul aleator al străpungerii la preaprindere :

$$t_{ie} = t'_{ie} + \Delta t \cdot x,$$

unde t'_{ie} este timpul de închidere electrică a contactelor fără considerarea caracterului aleator al străpungerii la preaprinderea arcului între contacte.

Trecînd timpul de închidere electrică a contactelor, care ţine seama şi de caracterul aleator al străpungerii, în grade şi adăugînd faza iniţială a tensiunii la momentul de conectare, prin reducerea la prima semiperioadă, se obţine faza conectării electrice, cu considerarea caracterului aleator al străpungerii la preaprindere ψ.

S-au calculat Δt şi ψ pentru toate cele 120 de valori ale lui φ, obţinute pe cele trei faze.

Bibliografie

[1] *Paris, L.* Basic considerations of magnitude reduction of switching surges due to line energization. In : IEEE Transactions on Power Apparatus and systems, **vol. PAS-87**, No. 1 january, 1968.

[2] *Slavic, M.S.* Calculation of overvoltages probability distribution for the case of energization of three-phase transmission lines. World Electrotehnical Congress, Section 2, paper 19, Moscow, 1977.

[3] *Shores, R.B., Beatty, J.W. Phillips, V.E.* Switching of extra high voltage circuits, III-design of air blast circuit breakers. In : IEEE Trans. Power App. and Systems, **vol. 83,** December, 1964, p. 1205—1213.
[4] *Glavitsch, H., Petitpierre R.* et *Rouss, E.* Influence des disjoncteurs sur les surtensions provoquées par des manoeuvres de fermeture dans les reseaux à très haute tension In : Rev. Brown Boveri, avril/mai 1968, p.
[5] *Thoren, B., Fryxell, J.* Surtensions de manoeuvre dues à la mise sous tension de lignes de transport à haute tension :amplitudes, formes d'ondes et tensions de tenue. CIGRE, Rept. 405, 1966.
[6] *Artemiev, D.E., Tihodeev, N.N., Şur, S.S.* Statisticeskie osnovî vîbora izoliaţii linii electroperedaci vîsşih clasov napriajenia. Izdatelistvo Energhia Moscva—Leningrad, 1965.
[7] *Glavitsch, H.* Considérations sur le probleme des surtensions de manoeuvre dans les reseaux à très haute tension. In : Rev. Brown Boveri, avril/mai, 1966, p.
[8] *Dmohovscaia, L.F.* Injenerniie rascioti vnutrennih perenapriajenii v electroperedaciah. Izd. Energhia Moscova, 1972.
[9] *Dillard, J.K., Hileman, A.R.* Comportement des reseaux de transport en presence des surtensions de manoeuvre. CIGRE, Rapport 33—07, 1972.
[10] *Fukuda, S., Ozaki Y., Furuno, K.* ş.a. Réduction des surtensions de manoeuvre au moyen de résistances placées sur les disjoncteurs dans les réseaux à très haute tension. CIGRE, Session de 1970, 13—04.
[11] *Clerici, A., Taschini, A.* Overvoltages due to line energization and reenergization versus overvoltages caused by faults and fault clearing in EHV systems. In : IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol PAS-89, no. 5/6, May/June 1970.
[12] *Gert, R., Jirku, J.* Surtensions de manoeuvre entre phases dans les réseaux à très haute tension. CIGRE, 1978.
[13] *Le Roy, G.* Statistical evaluation of phase to phase closing and reclosing overvoltages on a typical french 400 kV network. CIGRE WG 33—02, Internal Overvoltages, Erlagen, 1977—05—25.
[14] *Beyer, W.H.* Handbook of tables for probability and statistics, published by the Chemical Rubber Co., 18901 Cranwood Parkway, Cleveland, Ohio 44128, 1968.
[15] * * * Normativ de încercări şi măsurători la instalaţii şi echipamente electrice PE 116/1978.
[16] * * * Regulament de exploatare tehnică a centralelor şi reţelelor electrice PE 001—67. Regulament pentru furnizarea şi utilizarea energiei electrice aprobat prin HCM 2763 din 1968, revizuit în 1972, E—44—69.
[18] *Ciucu, G., Craiu, V.* Introducere în teoria probabilităţilor şi statistică matematică. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1971.
[19[*Craiu, V.* Verificarea ipotezelor statistice. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1972.
[20] ICEMENERG. Studiu privind reducerea efectelor regimului deformant asupra receptoarelor şi asupra izolaţiilor sistemului energetic şi ameliorarea factorului de putere la consumatori cu receptoare generatoare de regim deformant, 1973.
[21] *Craiu, V., Ştefănescu, A.* Elemente de teoria probabilităţii. Introducerea în statistica matematică. Ed. tehnică.
[22] *Dixon, W.J.* Ration involving extreme values, Ann. Math. Statist. 22. 68—78, 1951.

CZ 621.385.8 : 621.316.31

ŞUNT COAXIAL
CURENŢI INTENŞI

Compensarea şunturilor coaxiale

GHEORGHE HORTOPAN* — BUCUREŞTI

Deşi măsurarea curenţilor cu variaţii rapide în timp, cu ajutorul şunturilor coaxiale a devenit o tehnică curentă, se caută în permanenţă soluţii de compromis pentru a obţine un timp de răspuns acceptabil pentru un şunt cu grosime relativ mare a peretelui tubului rezistiv.

În cadrul acestei lucrări se prezintă soluţii pentru compensarea şuntului coaxial în vederea obţinerii unui timp de răspuns mai mic decît timpul de răspuns intrinsec, adică strict corespunzător grosimii peretelui materialului rezistiv. În cadrul cîtorva soluţii posibile de compensare [2] este semnificativă varianta care nu foloseşte reţea de compensare [1].

1. Grosimea peretelui tubului rezistiv şi regimul termic

Relaţia generală care oferă posibilitatea de a determina grosimea peretelui tubului rezistiv, în funcţie de timpul de răspuns este [1] :

$$\delta = \sqrt{6 \rho T_r / \mu_0}, \qquad (1)$$

unde s-a notat :

δ — grosimea peretelui tubului rezistiv ;
T_r — timpul de răspuns ;
ρ — rezistivitatea materialului ;
μ — permeabilitatea materialului.

Aplicînd relaţia (1) şi folosind drept material rezistiv manganina, grosimea tubului rezistiv pentru obţinerea unor valori ale timpului de răspuns de ordinul *ns* este de ordinul μm [3]. Aceste grosimi permit folosirea curenţilor de impuls de scurtă durată şi amplitudine redusă. În regim de scurtă durată procesul termic poate fi considerat adiabatic, iar densitatea echivalentă de curent admisibilă [4] rezultă :

$$J_{ec} = \frac{J_{ec}}{A} \sqrt{\frac{c_{1p}}{k_a \alpha_R \rho_0} \ln \frac{1 + \alpha_R(\theta_p + \theta_s)}{1 + \alpha_R \theta_p}} \cdot \frac{1}{\sqrt{t}}, \qquad (2)$$

unde s-a notat cu :

α_R — valoarea medie a coeficientului de temperatură a rezistivităţii ;
ρ_0 — rezistivitatea materialului la 0°C ;
θ_p — temperatura de preîncălzire prealabilă ;

* *Dr. doc. ing. Hortopan G.* este profesor la Institutul politehnic Bucureşti.

θ_s — supratemperatura p este temperatura de preîncălzire;

K_a — factorul de majorare datorit efectului pelicular;

c_{1p} — căldura specifică volumică la temperatura de preîncălzire.

În construcția șunturilor coaxiale se urmărește conservarea rezistenței electrice în limite de temperatură cît mai mari, spre exemplu $\theta = \theta_p + \theta_s = 200°C$, dar cu condiția de a se conserva proprietățile fizico-mecanice ale materialului rezistiv și ale lipiturilor tari. În acest scop se folosește, cu material rezistiv, manganina, cu un coeficient de temperatură al rezistivității $\alpha_R = \pm 10^{-5}$ grd^{-1}. Dacă se admite o variație a rezistenței șuntului de ordinul 0,1 ... 0,2% expresia densității de curent în regim de scurtă durată, devine :

$$J_{ec} = \frac{J_{ec}}{A} = \sqrt{\frac{c_{1p}\,\theta_s}{k_a \rho_p t}}, \tag{3}$$

relație utilizabilă la determinarea ariei secțiunii transversale $A = \pi(r_2^2 - r_1^2)$ și unde grosimea peretelui materialului rezistiv este $\delta = r_2 - r_1$.

În stațiile de încercări de mare putere șuntul coaxial este destinat a funcționa în regim intermitent. În acest caz supratemperatura, după un număr mare de cicluri ($n \to \infty$) se determină cu relația [4] :

$$\theta_{2n\pm1}\Big|_{n\to\infty} = \frac{1 - A_1}{1 - A_1 A_2} \cdot \theta_{max}, \tag{4}$$

unde :

$$\theta_{max} = \frac{\rho J^2 A}{\alpha l_p}, \tag{5}$$

este temperatura în regim permanent la încărcare constantă, iar :

$$A_1 = e^{-\frac{t}{T_1}}, \tag{6}$$

$$A_2 = e^{-\frac{t}{T_2}}, \tag{7}$$

T_1 și T_2 sînt constantele de timp la încălzire, respectiv la răcire.

2. Compensarea șuntului

Pentru a se face față la condițiile de stabilitate termică, cu ajutorul relației (3) se stabilește aria secțiunii transversale a materialului activ. Se observă astfel, pentru un șunt cu regim greu de funcționare, că apar două condiții antagoniste :

a — aria secțiunii transversale să fie cît mai mare, deci grosimea δ a peretelui tubului rezistiv cît mai mare.

b — timpul de răspuns de valoare cît mai redusă.

Pentru a satisface aceste condiții se recurge fie la răcirea forțată a tubului rezistiv, fie la compensarea răspunsului întrinsec, fie la aplicarea primelor două metode simultan.

Este de la sine înțeles că șunturile coaxiale cu grosimi mici ale peretelui tubului rezistiv nu necesită compensare. O ușoară compensare s-ar putea realiza în cazul grosimilor $\delta = 0{,}2 \ldots 0{,}4$ mm [2] prin realizarea unui cuplaj magnetic între circuitul intens și cel de măsurare. În cazul grosimilor mai mari ale peretelui tubului rezistiv ($\delta = 0{,}5 \ldots 5$ mm) se practică [1] pe lîngă un cuplaj magnetic și o rețea de corecție. De asemenea, șunturile construite cu bare dispuse pe periferia unui cerc pot fi compensate [5].

De mare interes, în cazul regimului termic greu, caz în care grosimea peretelui este de ordinul 3 ... 6 mm, este de a se găsi o metodă de compensare fără a se recurge la o rețea de compensare. O idee a fost enunțată de A. Schwab [6] și se referă la utilizarea unui șunt coaxial format dintr-un număr mare de folii suprapuse și practicarea unor perforații privind aceste folii în scopul captării unei tensiuni induse în bucla de măsurare la un nivel stabilit al densității de curent în regim tranzitoriu. Anunțul autorului de a expune și rezultatele experimentale nu a avut urmare pînă în prezent, după cunoștința noastră.

3. O soluție constructivă nouă

În regim tranzitoriu, la aplicarea unui semnal treaptă de curent, densitatea de curent la nivelul x în peretele tubului rezistiv este dată de relația [1], [7] :

$$J(x,t) \approx \frac{I}{2\pi r_i \delta}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k \cos(k\pi x) \cdot e^{-\frac{t}{T_k}}\right] \tag{8}$$

unde s-a notat :

I — amplitudinea semnalului treaptă de de curent,

r_i — raza interioară a tubului rezistiv,

x — nivelul de considerare a densității de curent; $0 < x < 1$,

δ — grosimea peretelui tubului rezistiv,

$T_k = \dfrac{\sigma\mu_0\delta^2}{k^2\pi^2}$

$\sigma = 1/\rho$ — conductivitatea materialului rezistiv.

În figura 1 s-au prezentat curbele densității de curent pentru un șunt cu grosimea peretelui $\delta = 4$ mm, după cum urmează :

J_e — la periferia exterioară,
J_i — la periferia interioară,
J_x — la $x = 0{,}75$; $r = r_i + \delta x$.

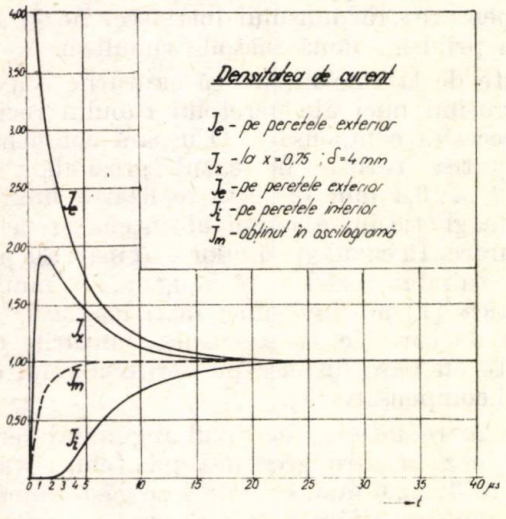


Fig. 1. Curbe ale densității de curent.

La un șunt coaxial necompensat tensiunea de măsură este dată în funcție de densitatea de curent J_i, la periferia interioară, cu relația :

$$u_m = \rho J_i l = \frac{\rho i l}{2\pi r_i \delta}\left[1 + 2\sum(-1)^k e^{-\frac{t}{T_k}}\right], \qquad (9)$$

unde funcția indicială este :

$$f_1(t) = 1 + 2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k e^{-\frac{t}{T_k}}, \qquad (10)$$

cu timpul de răspuns ce rezultă din relația (1) : $T_r = \mu_0 \sigma \delta^2/6$, care este proporțional cu pătratul grosimii peretelui tubului rezistiv.

În figura 2 se prezintă o secțiune în partea activă a șuntului compensat prin introducerea

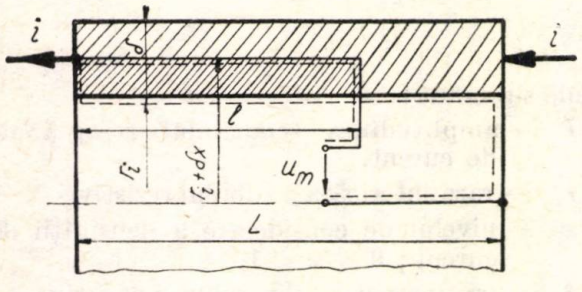


Fig. 2. Soluție constructivă.

în expresia tensiunii de măsurare a unei componente, ce reprezintă tensiunea indusă în aria haşurată mai des. În adevăr în acest caz se poate scrie teorema a doua a lui Kirchoff pe conturul trasat cu linie punctată :

$$u_m = \rho J_i l + \mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t. \qquad (11)$$

Practicarea conexiunii de măsură pe lungimea l prin interiorul peretelui la distanța $r_i + \delta x$ față de axa șuntului permite obținerea unei tensiuni induse fără un „overshut" exagerat. Dacă conexiunea de măsură ar traversa peretele tubului la $x = 1$, adică la periferia exterioară a tubului s-ar obține un „overshut" exagerat al răspunsului indicial.

În acest mod expresia (11) a tensiunii de măsură devine :

$$u_m = \frac{\rho I l}{2\pi r_i \delta}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k e^{-\frac{t}{T_k}}\right] +$$

$$+ \frac{\rho I l}{2\pi r_i}\left[2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k \cdot \cos(k\pi x) \cdot e^{-\frac{t}{T_k}}\right]. \qquad (12)$$

Dacă $l = L$ (vezi fig. 2) tensiunea de măsurare rezultă :

$$u_m = \frac{\rho I l}{2\pi r_i \delta}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k \cos(k\pi x) \cdot e^{-\frac{t}{T_k}}\right], \qquad (13)$$

cu funcția indicială :

$$f_2(t) = 1 + 2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k \cos(k\pi x) \cdot e^{-\frac{t}{T_k}}, \qquad (14)$$

care corespunde densității de curent la nivelul x (vezi relația (8)). Relațiile (12) ... (14) sînt valabile în ipoteza că raza interioară a tubului rezistiv este sensibil mai mare decît grosimea tubului. Demonstrația relației (12) este dată în anexa 1.

4. Rezultatele experimentale și concluzii

Pe principiul constructiv din figura 2 s-a construit un șunt coaxial experimental cu grosimea echivalentă a peretelui tubului rezistiv de 4 mm și o rezistență de 70 μΩ.

În figura 3 se prezintă oscilograma răspunsului indicial a șuntului necompensat, cu timpul de răspuns de 8,4 μs.

În figura 4 se prezintă oscilograma răspunsului indicial într-o construcție intermediară de cuprindere a fluxului magnetic în bucla de măsură, cu timpul de răspuns de 3,15 μs.

În figura 5 este dat răspunsul indicial în faza constructivă optimă cu un timp de răspuns de 1,22 μs.

Se poate astfel observa că, prin soluția constructivă prezentată, timpul de răspuns s-a

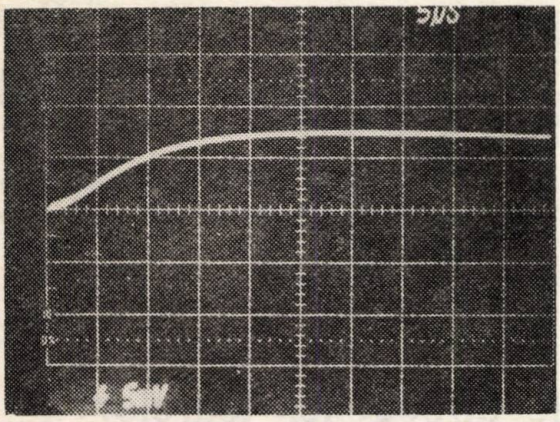


Fig. 3. Răspunsul șuntului necompensat : $T_r = 8{,}4$ μs.

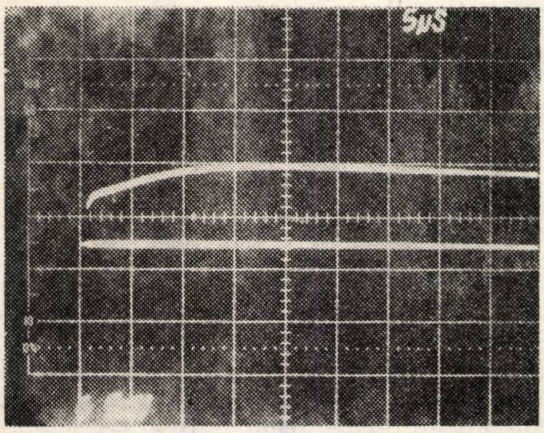


Fig. 4. Răspunsul șuntului compensat parțial : $T_r = 3{,}15$ μs

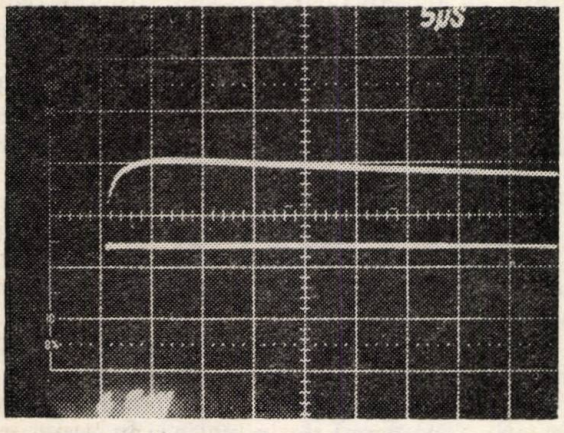


Fig. 5. Răspunsul șuntului în fază finală : $T_r = 1{,}22$ μs.

micșorat de aproximativ șase ori față de timpul de răspuns al șuntului necompensat.

Folosirea soluției constructive preconizate prezintă avantajul eliminării rețelei de corecție care, după cum se știe, diminuează amplitudinea semnalului util. În figura 1 răspunsul obținut este trasat punctat pe diagrama notată cu J_m. În aceeași figură răspunsul șuntului necompensat este marcat cu J_i.

Anexa 1

Deducerea relațiilor (12) și (13).

Din ecuațiile Maxwell, scrise în coordonate cilindrice [1] se obține :

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial E}{\partial r} = \frac{1}{\sigma\mu} \cdot \frac{\partial J}{\partial r}. \tag{15}$$

Cu schimbarea de variabilă :

$$r = r_i + \delta x;\ 0 < x < 1, \tag{16}$$

se obține :

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{1}{\sigma\mu\delta} \cdot \frac{\partial J}{\partial x},$$

respectiv :

$$H(x, t) = \frac{1}{\sigma\mu\delta} \int_0^t \frac{\partial J}{\partial x}\, \mathrm{d}t,$$

cu expresia $J(x, t)$ din relația (8). Se obține astfel expresia cîmpului magnetic :

$$H(x, t) = \frac{I}{r_i \pi^2}\left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k} \sin(k\pi x) \cdot (e^{-\frac{t}{T_k}} - 1)\right]. \tag{17}$$

Expresia fluxului magnetic cuprins în bucla de măsură este :

$$\Phi = \int_{r_i}^{r} B\,\mathrm{d}A = \mu l \int_{r_i}^{r} H\,\mathrm{d}r = \mu l \delta \int_0^x H\,\mathrm{d}x, \tag{18}$$

cu expresia lui H din relația (17). Se obține astfel :

$$\Phi = -\frac{\mu l\, \delta I}{r_i \pi^3}\left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^2} (e^{-\frac{t}{T_k}} - 1)(\cos k\pi x - 1)\right]. \tag{19}$$

Tensiunea indusă în bucla de măsură se obține din (19) :

$$\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = \frac{lI}{2\pi r_i \delta}\left[2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k (\cos k\pi x - 1) e^{-\frac{t}{T_k}}\right]. \tag{20}$$

Tensiunea de măsură (12), respectiv (13), se obține prin aplicarea relației (11) cu expresia densității de curent pe peretele interior al tubului rezistiv :

$$J_i = \frac{I}{2\pi r_i \delta}\left[1 + 2\sum (-1)^k e^{-\frac{t}{T_k}}\right], \tag{21}$$

ca formă particulară a relației (8) pentru $x = 0$.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G., Hortopan Viorica.* Şunturi şi divizoare de tensiune Bucureşti, Editura tehnică, 1978.
[2] *Hortopan Viorica.* Metode de compensare ale şunturilor coaxiale In : Electrotehnica **19**, nr. 4, 1971 p. 128—133.
[3] *Pfeiffer, W.* Impulstechnik, Wien — München, Carl Hanser Verlag 1976.
[4] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1972.
[5] *Schwab, A.* Hochspannungsmesstechnik. Springer — Verlag Berlin Heidelberg New York 1969.
[6] *Schwab, A., Imo, E.* Das Ubergangsverhalten koaxialer Strommesswiderstände mit exzentischem Spannungsabgriff. Hochspannungsinstitut T H Karlsruhe, Iahresbericht 1978.
[7] *Hortopan, V.* Răspunsul de excitaţie treaptă a conductorului tubular. In : Electrotehnica **18**, nr. 5, 1972, p. 160—166.

CZ 621.313.322—81 : 536.5

TEMPERATURI CRIOGENICE
TURBOGENERATOARE

Unele aspecte constructive ale turbogeneratoarelor cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare

Partea a II-a

Probleme ale părţii termice

SILVIU PUŞCAŞU, FLORIAN ŞTEFĂNESCU* — CRAIOVA

Definitivarea proiectelor pentru utilizarea tehnicii temperaturilor foarte scăzute în domeniul turbogeneratoarelor este strîns legată de soluţionarea în mod favorabil a răcirii.

Pe lîngă alte elemente noi, impuse de specificul funcţionării crioturbogeneratoarelor supraconductoare, un rol esenţial îl are realizarea şi controlul, cu acurateţe şi precizie, ale temperaturii înfăşurării supraconductoare în diverse regimuri de funcţionare şi care trebuie să fie la, sau sub, punctul de fierbere al heliului lichid.

De subliniat că la supraconductoarele filamentare tipice de NbTi, situate într-un cîmp magnetic de 7,5T, cu scăderea temperaturii sub 4,2°K fiecare grad duce la creşterea densităţii critice de curent cu aproximativ 50% [7]. Este doar un singur exemplu care oglindeşte importanţa alegerii şi menţinerii unei temperaturi adecvate funcţionării optime a criomaşinii.

Menţinerea unor zone ale rotorului la temperaturi foarte joase faţă de cea a mediului ambiant implică o putere de răcire pentru a transfera mediului exterior orice tendinţă de creştere a energiei termice în zonele aflate la temperaturi foarte scăzute.

Puterea de răcire presupune valori cu atît mai mari cu cît tabelul 1 prezintă valori ale puterii de răcire P_m, necesare pentru a transfera 1 W dintr-o zonă criogenică în alta avînd temperatura mediului ambiant [4].

O optimizare a soluţiilor constructive în vederea minimizării puterii consumate pentru răcire este importantă nu atît pentru cîştigul considerabil în randamentul global al maşini cît pentru simplificarea ce rezultă în realizarea circuitelor de răcire, recuperare şi recirculare a agentului criogenic.

Tabelul 1

T K	80	40	20	4,2	3,5
P W	11	27	65	400—500	600—800

Fluxurile termice care cer un consum important de putere de răcire sînt următoarele :

— fluxul generat în bobina supraconductoare ;

— fluxul de conducţie termică în cuplajele mecanice dintre rotorul aflat la temperatura criogenică şi regiunile situate la temperatura mediului ambiant ;

— fluxurile de radiaţie termică schimbate de suprafeţele aflate la temperaturi diferite ;

— fluxul termic transmis de-a lungul cablurilor de alimentare a înfăşurării supraconductoare :

— fluxul termic produs de mişcarea heliului lichid ;

— fluxul termic generat în sistemul de ecranare prin fenomenul de inducţie şi în structura portantă a rotorului, prin efectul de variaţie a cîmpului magnetic creat de rotorul însuşi.

Pierderile termice, de răcire, ale unui rotor criogenic, corespunzînd acestor fluxuri pot fi caracterizate prin :

— localizarea lor la diferite nivele de structuri care sînt străbătute de fluxurile termice ;

— natura lor : conducţia în solide, radiaţia termică, efectul Joule produs de curentul indus, pierderile histerezis, vîscozitatea, transferul de masă ş.a. ;

* Dr. ing. *Silviu Puşcaşu* este profesor, şeful catedrei de Bazele electrotehnicii de la facultatea de electrotehnică — Univ. Craiova, ing. *Florian Ştefănescu* este asistent la aceeaşi catedră.

— evoluția lor în timp : pierderi permanente și pierderi accidentale.

Această clasificare face obiectul tabelului 2, unde pierderile permanente au fost separate în pierderi statice, legate de un rotor răcit imo-

Tabelul 2

Structurile respective și natura pierderilor	Pierderi statice	Pierderi adiționale		
		în regim permanent	în regim tranzitoriu de defect	
Arbori — conducție	×			
Ecrane termice — radiație	×			
Căi de curent — conducție — ef. Joule al c. de excitație.	×	×	×	
Inductor-struct. metalică — radiație — ef. Joule al c. induși	×	×	×	
Inductor-mase pl. — pierderi mec. de neelasticitate		×	×	
Inductor-înf. supraconduct. — pierderi prin histerezis și ale curenților induși		×	×	
Inductor-conexiuni supraconduct. — pierderi Joule	×			
Joantă de cuplaj fluidic — conducție, transfer de masă, viscozit.	×			
Tubulatură de comunic. — viscozitate	×			

bil și neexcitat și în pierderi adiționale, corespunzătoare unui rotor mobil în regim de excitație. A treia coloană se referă la pierderile în regim de defect. Exprimate în putere de răcire medie, pierderile legate de regimurile de defect cele mai severe consumă o parte însemnată din puterea de răcire totală. Deoarece defectele nu durează decît cîteva secunde și întrucît trebuie ca volumul de heliu să asigure autonomia de 6—8 ore necesară în caz de pană a refrigeratorului, aceste pierderi termice la scurtcircuit trebuie luate în considerație din punctul de vedere al energiei considerabile disipate în cîteva secunde în inductor. Trebuie subliniat faptul că nivelul acestor pierderi, în regim de defect, poate fi limitat numai datorită utilizării de materiale plastice în apropierea supraconductorului. Un masiv metalic nu pare să fie potrivit pentru alternatoare de foarte mare putere.

Arborii, ecranele termice și căile de curent consumă o parte importantă din puterea de răcire totală. Pentru aceasta, răcirea acestor organe trebuie să fie riguros optimizată. Sistemul de ecranare rotorică are o mare importanță în stabilirea puterii de răcire, deoarece permite reduceri substanțiale ale diferitelor fluxuri termice care apar la suprasarcină. Curenții de inducție din ecran, prin efectul cîmpurilor asincrone față de rotor, diminuează sensibil, intensitatea unor astfel de cîmpuri în zona înfășurării de excitație și deci valoarea puterii disipate în aceasta și în toată structura metalică a rotorului la temperatură joasă. În caz de scurtcircuit, cîmpurile magnetice din rotor interacționează cu cele din armături producînd solicitări mecanice și cupluri cu valori importante. Aceste eforturi care ar influența negativ înfășurarea de excitație și structura portantă sînt preluate în schimb de ecran, din care cauză suportul înfășurării de excitație poate fi proiectat, în general, pentru o sarcină de 1/10 din cea care ar fi rezultat în cazul fără ecran. Aceasta duce la o reducere a grosimii suportului însuși și deci, la o substanțială reducere a fluxului de căldură ce trece prin aceasta. Pe lîngă aceasta, ecranul captează fluxul termic de radiație care ar ajunge la suprafața înfășurării. Fluxul captat este condus de sistemul de răcire care îl preia totuși, la o temperatură superioară, în general, aceleia a înfășurării de excitație cu un consum corespunzător de putere de răcire. Așadar, printr-o proiectare corespunzătoare a sistemului de ecranare și a unei alegeri corespunzătoare a temperaturii de lucru a elementelor care compun sistemul, căldura produsă în mod direct în zona înfășurării de excitație și în cea a ecranului și cu atît mai mult fluxul termic care ajunge în aceste zone prin radiație pot fi sensibil reduse. De aici rezultă că principala sarcină termică ce afectează diferitele zone ale rotorului, la temperatură joasă, este constituită de conducția prin legăturile electrice dintre înfășurarea supraconductoare și punctul de conectare extern ca și de conducția termică prin distanțorii termici dintre zona criogenică și cea a mediului ambiant.

În ipoteza că sarcinile de căldură în regim tranzitoriu pot fi absorbite de fluidul criogenic aflat în rotor, sarcina termică permanentă devine elementul principal de proiectare al unui sistem de răcire. Puterea mecanică necesară pentru răcirea distanțorilor și a conductoarelor electrice (spre înfășurarea de excitație) poate fi redusă foarte mult printr-o dimensionare mai atentă, deci o optimizare a acestora și printr-o răcire continuă „în contracurent" obținută, de exemplu, prin prevederea în conductoare sau în distanțori a unui curent de fluid rece de sens

opus fluxului termic. Au fost făcute numeroase studii în scopul determinării condițiilor care trebuie îndeplinite pentru a se obține un consum minim de răcire [4]. O soluție convenabilă și relativ simplă pentru răcirea înfășurării de excitație este aceea a transmiterii prin ea a unui curent de heliu lichid aflat într-un container plasat în exteriorul mașinii, printr-un cuplaj rotitor tip baionetă; curentul de heliu în stare de vapori, ce părăsește înfășurarea de excitație, este folosit pentru răcirea în proces continuu.

O instalație de răcire a rotorului unui alternator constă din trei părți:

— un sistem exterior de alimentare cu heliu lichid și de recuperare a heliului gazos;

— circuite de heliu în interiorul rotorului pentru răcirea înfășurării de excitație, a structurii sale portante, a distanțorilor termici și a aducției de curenți;

— un sistem de izolare termică constituit din materiale solide sau gazoase cu conductibilitate termică scăzută, materialele dispuse între conductoarele electrice ale înfășurării de cîmp și zona mediului ambiant.

Figura 1 reprezintă schema de principiu a unui sistem de alimentare cu He lichid, iar în figura 2 se vede un sistem de cuplaj rotativ tip baionetă.

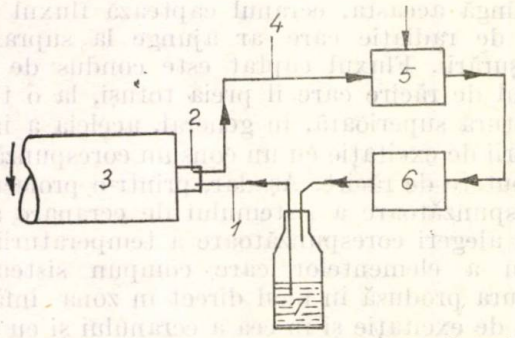


Fig. 1. Schema de principiu a unui sistem de alimentare cu He lichid.

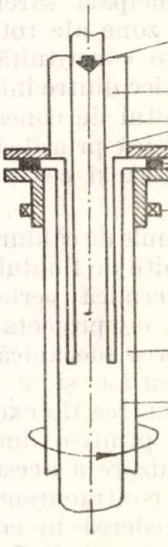


Fig. 2. Un sistem de cuplaj rotativ tip baionetă.

Figura 3 prezentată în nr. 8 al revistei reprezintă circuitele cu heliu în interiorul mașinii din figura 1; distanțorii termici constituiți din tuburi subțiri de oțel inox ca și ecranul rotativ din cupru sînt străbătuți de heliu gazos la 30°—40°K ce iese din înfășurarea de excitație. De asemenea, conductoarele care aduc curentul electric sînt răcite de un flux de heliu gazos rece care provine din regiunea de temperatură joasă.

Rotorul criogenic al unei mașini de mare putere poate fi alimentat cu heliu de diferite calități, care depind de sistemul criogenic intern și extern al rotorului. În figurile 4—7 se repre-

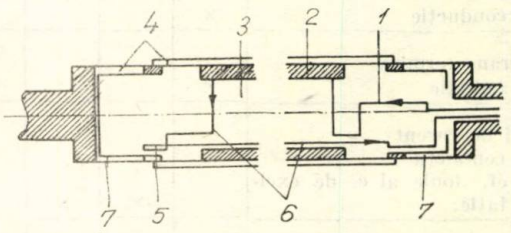


Fig. 3. Circuitul de heliu din interiorul criomașinii electrice.

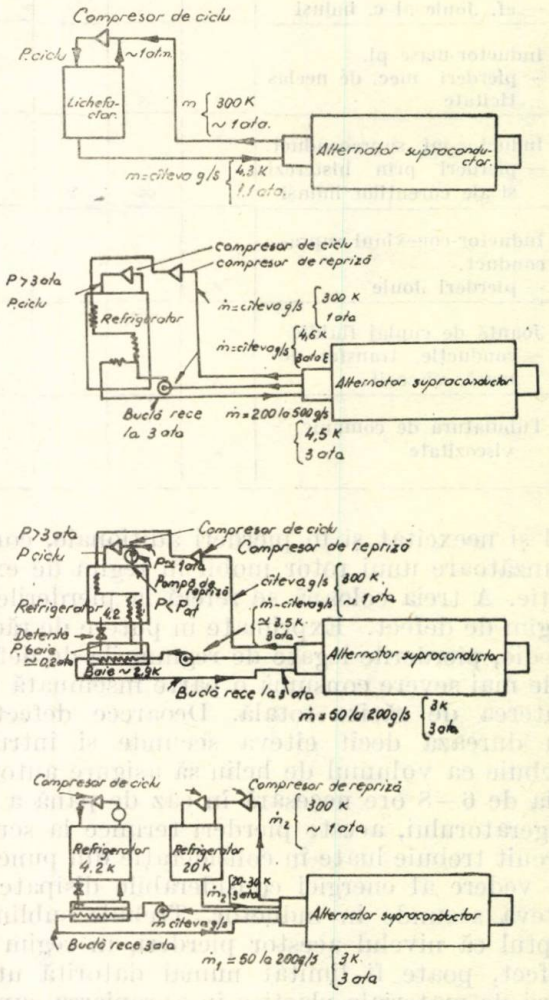


Fig. 4—7. Patru tipuri de sisteme care permit traversarea îmbinărilor de cuplaj fluidic rotativ.

zintă patru tipuri de sisteme care permit traversarea îmbinărilor de cuplaj fluidic rotativ la o presiune superioară presiunii atmosferice, ceea ce este esenţial pentru a evita poluarea şi obturarea cu aer a circuitelor criogenice. Aceste tipuri de sisteme sînt următoarele :

— alimentarea cu heliu lichid în stare de fierbere, pierderile termice fiind absorbite la o temperatură constantă prin utilizarea căldurii latente de vaporizare. Aceasta din urmă avînd valoarea de 20 J/g la 4,2°K şi 1 at conduce la vaporizarea a cîtorva grame de heliu lichid pe secundă, în regim permanent. O utilizare optimă a frigului este atinsă cînd debitul masic de vapori corespunzători este suficient pentru a colecta cu ajutorul schimbătoarelor repartizate între 4°K şi temperatura mediului ambiant, căldura dezvoltată prin efect Joule sau care apare pe alte căi în arbore şi în ecranele termice. În acest caz nu există întoarcerea heliului răcit ; schema sistemului este prezentată în figura 4.

Din motive de disponibilitate şi de facilitate a stocării de rezervă la o presiune apropiată de 1 at, fluidul criogenic poate fi avantajos la 4,3°K şi 1,1 at ;

— alimentarea cu heliu hipercritic ($p \geqslant 3$ at) la aproximativ 4,5°K produs cu un refrigerator cu baie sau schimbătoare fără pompaj, ce presupune că detenta maşinilor şi vanelor refrigeratorului se efectuează la presiuni superioare celei atmosferice. Pierderile termice sînt absorbite în rotor la o presiune aproape constantă dar cu încălzire. Rezultă de aici că este necesar un debit mare de circulaţie în rotor şi în refrigerator, de existenţa unui filon rece de întoarcere spre un schimbător de căldură al refrigeratorului. Acesta impune existenţa unui sistem care să realizeze circulaţia heliului rece urmînd o buclă închisă. Extragerea heliului cald permite răcirea arborelui, ecranelor şi căilor de curent, ceea ce creează posibilitatea extragerii de heliu la temperatura mediului ambiant şi la o presiune apropiată de 1 atm, ca în cazul precedent. Acest sistem este reprezentat în figura 5. El permite reglajul independent al temperaturii, presiunii şi debitului heliului intrat în rotor ;

— alimentarea cu heliu hipercritic subrăcit în jurul a 3—3,5°K realizate de un refrigerator cu băi sau schimbătoare cu pompaj, ale cărui pompe reprimesc tot sau o parte din debitul de heliu din ciclu, pentru a reface presiunea de aspirare superioară presiunii atmosferice a compresorului din ciclu. Acest ciclu se adaptează la fel de bine şi unei bucle reci cu circulaţie mare, dar pentru o temperatură de ieşire a rotorului dată ; debitul poate fi mai puţin important, întrucît abaterea disponibilă de intrare şi ieşire din rotor este mai mare ca în cazul precedent. Sistemul este reprezentat în figura 6.

Alimentarea cu heliu hipercritic a inductorului şi cu heliu la o temperatură intermediară destinată răcirii arborelui, ecranelor şi căilor de curent este reprezentată în figura 7. Acest sistem permite să se obţină un anumit cîştig de putere de răcire deoarece o mare parte a pierderilor importante ale acestor organe pot fi mult reduse, la o temperatură optimă corespunzătoare. Bineînţeles, acest randament sporit complică mult criogenia externă şi multiplică filoanele reci concentrice ale îmbinării criogenice rotative.

Un alt tip de sistem cuprinde o alimentare cu heliu în fierbere la 4,3°K şi 1 at, dar furnizat de un pompaj intern al heliului din rotor obţinut cu ajutorul ejecţiei centrifuge a vaporilor de heliu colectaţi pe axă. Rotorul constituie un element al refrigerării. Totuşi instabilitatea termodinamică a unui astfel de sistem, notabilă înaintea variaţiilor regimului de încărcare şi al celui de defecte ale alternatorului, pun serioase probleme care fac să se aprecieze relativa simplitate a sistemelor cu heliu hipercritic.

Criogeneratoarele din toate aceste sisteme utilizează destinderea heliului comprimat cu lucru mecanic exterior, obţinut prin pistoane sau turbine, cu destindere Joule-Thomson spre 6°K şi mai jos, precum şi numeroase schimbătoare de căldură.

În ceea ce priveşte economicitatea procesului de răcire toate consideraţiile pornesc de la faptul că mai mult de jumătate din pierderile termice ale criomaşinii au loc la temperatura inductorului [6]. Acestea se compun în majoritate, din efectul Joule al curenţilor induşi în aliaje metalice şi depind destul de puţin de temperatura inductorului pentru variaţii de cîteva grade în jurul lui 4°K. Rezultă că valoarea pierderilor termice la evacuare depinde, în primul rînd, de alegerea materialelor de structură din care rezultă rezistivităţile electrice, conducţiile termice şi dimensiunile care asigură rezistenţa mecanică necesară ; este ceea ce explică îndeosebi interesul spre materialele plastice în structura rotorului.

Celelalte pierderi ale criomaşinii se află la nivelele de temperaturi intermediare între temperatura inductorului şi temperatura ambiantă şi variază schematic după relaţia $T_{amb}^{n} - T_{i}^{n}$, fiind variant de la 1 la 4 după cum este vorba de conducţia în arbore şi căi de curent (racorduri), sau radiaţia criostatului spre ecranele termice. Pierderile depind de alegerea temperaturilor intermediare T_i la care acestea se produc. Optimizările care se impun trebuie să ţină seama de faptul că puterea electrică de răcire consumată la temperatura mediului ambiant descreşte rapid pe un watt de frig obţinut cînd temperatura, la care se obţine acesta, creşte spre temperatura mediului ambiant. De exemplu schema refrigeratorului din figura 7

care utilizează un filon auxiliar de heliu la 20°K, permite să se cîştige mai mult de 20% din puterea totală de răcire consumată, dar complică criogenia internă şi externă a maşinii.

Un tip de soluţie relativ economică şi practică constă în a reduce pierderile termice, nu numai la cîteva temperaturi fixe, corespunzătoare unor schimburi termice în arbori, căi de curent şi piesele de consolidare ale ecranelor, ci în mod progresiv cu ajutorul heliului lichid extras din inductor şi care circulă de-a lungul arborilor şi căilor de curent pînă la temperatura mediului ambiant. În acest scop se utilizează căldura specifică a vaporilor de heliu care are un mare potenţial de refrigerare întrucît se ridică la 1 560 J/g între 4,2°K şi 300°K în timp ce căldura latentă de vaporizare la 4,2°K şi 1 at nu atinge decît 20 J/g. Pierderile termice fiind astfel minimizate, economia procesului de răcire se pune sub forma creşterii randamentului de producere a acestei puteri de răcire. Expresia randamentului Carnot are în vedere temperaturi de răcire relativ ridicate, dar această condiţie intră în contradicţie cu preţul de cost al supraconductorului care este utilizat eficient numai la temperaturi foarte scăzute. Dimensionarea supraconductorului este într-adevăr condiţionată de legea care leagă în toate punctele bobinajului densitatea de curent, inducţia şi temperatura :

$$f(J_c, B, T) = 0.$$

Această relaţie se traduce, pentru un conductor din NbTi multifilar, prin reţeaua de curbe $J_c(B)$, trasate pentru mai multe temperaturi, conform figurii 8 [6].

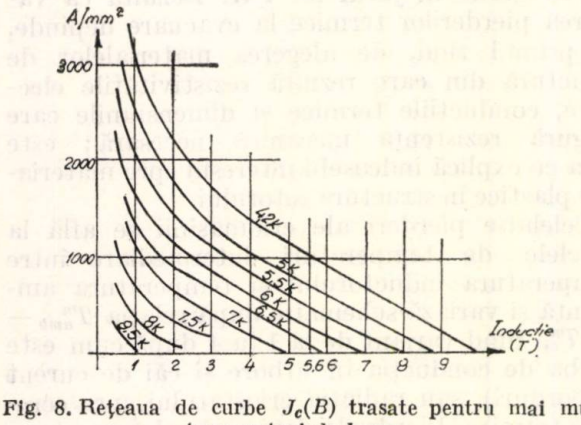


Fig. 8. Reţeaua de curbe $J_c(B)$ trasate pentru mai multe temperaturi de lucru.

Se poate constata că temperatura critică, care este de 9,5°K la inducţie şi curent practic nule, nu este mai mare de 4,2°K la 1 000 A/mm² şi 5,6 T. Se constată, de asemenea, că la această inducţie densitatea de curent critic descreşte de la 1 000 A/mm² la 700 A/mm², cînd se trece de la 4,2°K la 5°K, apărînd în acest fel diminuarea cu aproximativ 4% a performanţelor, la ridicarea temperaturii cu o zecime de grad. Investiţiile în materialul supraconductor par, deci, a fi cu atît mai reduse cu cît temperatura de funcţionare este mai scăzută. Această orientare, care priveşte supraconductorul, necesită totuşi şi corecţii importante. Prima dintre acestea este că sub 4,2°K panta curbei care reprezintă densitatea de curent critic în funcţie de temperatură la inducţie constantă se micşorează cînd temperatura se reduce şi devine neglijabilă sub 1°K. Un alt element mai important este creşterea foarte rapidă a încălzirii la scurtcircuit a materialului supraconductor, cînd temperatura iniţială a regimului permanent de reglaj descreşte, încălzire, pe care supraconductorul trebuie să o poată suporta fără să piardă starea de supraconductibilitate.

Aceste încălziri de scurtcircuit rezultă din pierderile de scurtcircuit în supraconductor care cresc sensibil în funcţie de densitatea de curent critic J_c şi de căldurile specifice ale materialelor înfăşurării, care scad sensibil cu cubul temperaturii. Obţinerea unor temperaturi foarte scăzute este însoţită de creşteri importante ale costului refrigerării, atît din punct de vedere al investiţiei, cît şi din punct de vedere al energiei consumate. Spre exemplu, dacă se consideră o diferenţă de temperatură de 1 ... 2°K între supraconductor şi heliul de răcire din rotor (diferenţă foarte importantă dar dificil de realizat), temperatura scăzută a refrigeratorului trebuie să se situeze obligatoriu sub 4—4,5°K. Acest fapt implică un anumit cost al procesului de refrigerare, nu atît din punct de vedere al energiei consumate, ci al investiţiei. Puterea de refrigerare a agregatului respectiv rezultă din factorul său de performanţă, definit ca raport între puterea electrică consumată la temperatura mediului ambiant şi fluxul termic evacuat din zona temperaturilor foarte joase.

Figura 9 reprezintă valorile factorului de performanţă ale unor refrigeratoare de 500 W în funcţie de temperaturile pentru care au fost optimizate [6]. Se constată că factorul de performanţă care evoluează sensibil ca $T^{-1,3}$ între 77°K şi 3°K creşte mai rapid pentru valori inferioare ale temperaturii. Pe această bază se poate calcula că pentru un flux termic de 1 W de pierderi de frig se consumă următoarele puteri de refrigerare :

— la 5°K : 450 W :
— la 4,2°K : 570 W ;
— la 3°K : 850 W ;
— la 2°K : 1 600 W.

Aceasta înseamnă că trebuie să se consume de peste 3 ori mai multă energie pentru a se ajunge, de la 4,2°K, la 2,2°K ca temperatură de funcţionare a supraconductorului. Oricît de complexă ar fi optimizarea temperaturii de refrigerare, se pot distinge două limite pe scara

temperaturilor, în cazul utilizării supraconductorului din NbTi:

— una legată de temperatura maximală a conductorului în regim de defect, care nu trebuie, în nici un caz, să depăşească 5,2—5,5°K

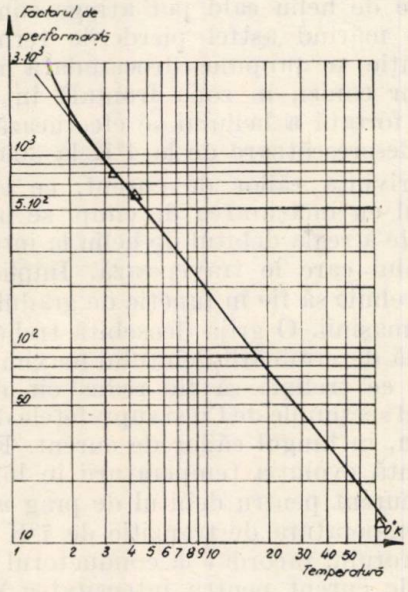


Fig. 9. Valorile factorului de performanţă ale unor refrigeratoare de 500 W în funcţie de temperaturile pentru care au fost optimizate.

pentru a nu dubla, la o inducţie de 5—6 T, dificultăţile deja considerabile care există la 4,2°K;

— alta interesează temperatura cea mai joasă de refrigerare care nu va trebui să coboare sub 3°K. Valoarea de 3,3°K este, mai precis, limita care constituie, conform ciclului Claude, temperatura de prag sub care refrigeratoarele cu trei trepte ale presiunii încep să prezinte complicaţii în reglare şi variaţii importante ale fiabilităţii. Deoarece intervalul de temperatură dintre înfăşurarea supraconductoare şi heliul introdus în rotor, este dificil de redus sub 1—2°K, aşa cum se va arăta în continuare, temperatura scăzută din refrigerator trebuie să se situeze foarte aproape de limita de 3,3°K. Teoretic, temperatura maximă a supraconductorului se exprimă prin suma:

$$T_{max} = T_0 + \Delta t_r + \Delta t_p + \Delta t_{cc} \leqslant 5{,}5 \text{ K},$$

unde:

T_0 — temperatura de injecţie a heliului pe axa rotorului de valoare mai mare sau egală cu 3,3° K;

Δt_r — încălzirea de compresie a heliului între axă şi suprafaţa exterioară;

Δt_p — încălzirea heliului datorată pierderilor permanente;

Δt_{cc} — încălzirea maximă a heliului legată de scurtcircuit.

Temperatura corespunzătoare încălzirii la scurtcircuit Δt_{cc} depinde de structura amortizorului electromagnetic şi a firului supraconductor, aşa cum s-a arătat, precum şi de nivelul de temperatură a supraconductorului în timpul scurtcircuitului. Valoarea Δt_{cc} poate varia de la cîteva zeci de grad la mai mult de un grad, conform contribuţiei acestor elemente. Rezultă:

$$\Delta t_r + \Delta t_p = T_{s\,max} = T_0 - \Delta t_{cc} \leqslant 2°\text{K}.$$

Valoarea $\Delta t_r + \Delta t_p$, strîns legată de termodinamica heliului la temperaturi joase, depinde de raza rotorului dat, de temperatura şi presiunea de injecţie pe axă pe de o parte şi pe de altă parte de organizarea circulaţiei interne a heliului în rotor, ca fluid monofazic hipercritic sau ca fluid bifazic, folosind căldura latentă de vaporizare [6].

În primul caz criogenia externă a rotorului corespunde schemei cu buclă rece şi cu circulaţie a frigului, reprezentată în figura 6, cuplajul fluidic cuprinzînd două filoane de frig, de ducere şi întoarcere a heliului. Arborele, ecranele termice şi căile de curent sînt răcite cu o parte din heliul hipercritic extras din rotor, conform figurii 10. Cu injecţie de heliu hipercritic la 3 at şi 3°K se obţine pentru $\Delta t_p + \Delta t_r$

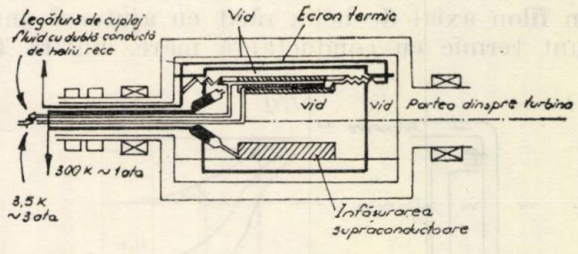


Fig. 10. Utilizarea heliului lichid hipercritic foarte răcit în cadrul criogeniei externe a rotorului.

valoarea de 0,2 + 0,6 = 0,8°K [6]. În al doilea caz, schema prezentată în figura 11 se bazează pe o evacuare a pierderilor termice ale rotorului şi care sînt mai mari la periferia sa cu ajutorul căldurii latente de vaporizare a heliului în fierbere în regiunea axială a cavităţii rotorului transportul făcîndu-se prin convecţie naturală. Arborele şi ecranele termice sînt răcite cu ajuto-

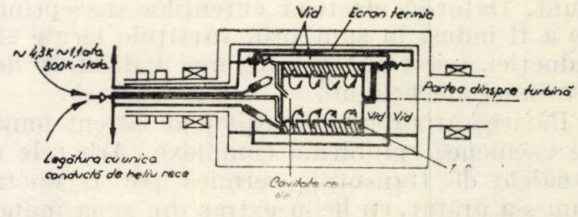


Fig. 11. Sistemul de evacuare a pierderilor termice ale rotorului cu ajutorul căldurii latente de vaporizare a heliului.

rul heliului lichid extras din inductor prin centrifugare. Căile de curent sînt răcite fie cu ajutorul heliului hipercritic, extras din regiunea externă a rotorului, fie cu vapori de heliu, extrași din regiunea axială a rotorului. O caracteristică a unui astfel de dispozitiv este articulația fluidică rotativă cu un singur filon de heliu rece, returnarea sa efectuîndu-se la temperatura mediului ambiant. Totuși schema de răcire prezintă o termodinamică complicată a heliului depinzînd de accelerația centrifugală și implicit de dimensiunile radiale ale rotorului. Valoarea totală a încălzirilor $\Delta t_p + \Delta t_r$ se evaluează la : $0 + 1{,}4 = 1{,}4°K$ [6].

Această din urmă cifră nu se încadrează în valoarea maximă de 2°K între înfășurarea supraconductoare și heliul introdus în rotor, decît prin intermediul unei valori asociate încălzirii în scurtcircuit mai reduse. Prima schemă utilizînd heliu hipercritic rezultă ca fiind mai avantajoasă în această comparare sumară ilustrativă. În acest caz $T_{max} - T_0 = 1 \ldots 2°K$ deoarece $\Delta t_p + \Delta t_r + \Delta t_{cc}$ are o valoare minimă aproape de 1.

Ar fi de dorit reducerea încălzirii de compresie centrifugă, Δt_r, termen important de diferențiere între temperatura maximală a supraconductorului și temperatura de injecție a heliului în rotor. Un prim procedeu poate fi legarea termică a extremității tubului radial de circulație a heliului la nivelul inductorului cu un filon axial de heliu răcit cu ajutorul unui șunt termic cu conductanță mare. Figura 12

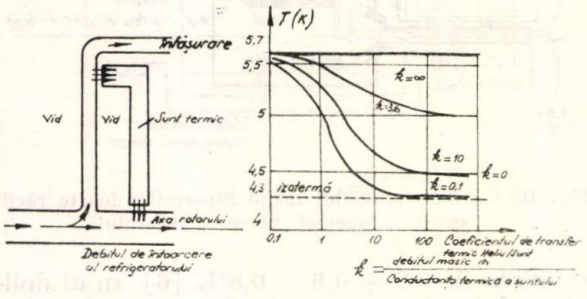


Fig. 12. Dispoziția unui șunt termic și reducerea de temperatură realizată.

arată dispoziția unui astfel de șunt, precum și reducerea de temperatură pe care o aduce pentru diferite valori ale raportului debit masic radial/conductanța termică a șuntului, în funcție de coeficientul de transfer termic heliu-șunt. Datorită efectelor curenților susceptibili de a fi induși în șunt prin variațiile locale ale inducției, acest sistem este mai indicat la debite mici ale heliului.

Răcirea arborelui și a căilor de curent pune, de asemenea, probleme complexe. Arborele și canalele de transmisie termică pot fi răcite, cum s-a arătat, cu heliu extras din zona inductorului și care se încălzește pînă la temperatura mediului ambiant la contactul cu aceste structuri. Deoarece prin încălzire heliul își micșorează densitatea (0,00032 g/cm³ la 300°K față de 0,16 g/cm³ la 4°K) sub acțiunea forțelor centrifuge din mașină, heliul încălzit se va repartiza mai aproape de axa mașinii. Însă pentru anumite dimensiuni radiale ale structurilor, filoanele de heliu cald pot atinge zona inductorului, mărind astfel pierderile termice [6]. Ca soluție se propune deocamdată utilizarea arborilor conici, în zona frontală în care circulația forțată a heliului se efectuează urmînd razele descrescătoare de la 4°K la 300°K.

În privința căilor de curent, ce constituie racordul cu înfășurarea de cîmp, se pune problema de a regla debitul de heliu la intensitatea curentului care le traversează. Implicit acest debit trebuie să fie în funcție de gradul de excitare a mașinii. O grijă deosebită trebuie să fie acordată determinării debitului maxim de funcționare ce trebuie să fie redus cît e posibil, ajustînd secțiunile de Cu și suprafețele de schimb cu heliu, în lungul căilor de curent. Figura 13 reprezintă evoluția temperaturii în lungul căilor de curent pentru debitul de prag m_0 ce asigură temperatura de tranziție de 7°K a supraconductorului racordat la conductorul de Cu al căilor de curent pentru intensitatea de scurtcircuit.

Debitul necesar va fi superior acestui prag din mai multe motive :

— inducția electromagnetică locală poate coborî temperatura de tranziție a supraconductorului ;

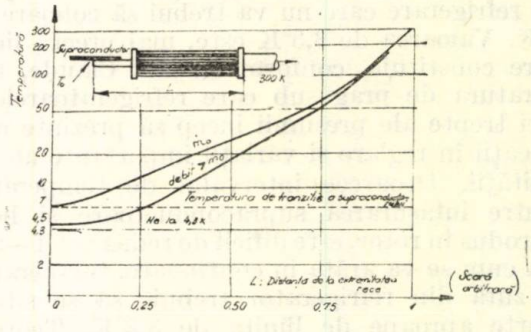


Fig. 13. Evoluția temperaturii de-a lungul căilor de curent.

— variațiile de inducție electromagnetică pot crea încălziri, de loc neglijabile, prin curenții induși în regiunea rece a căilor de curent unde rezistivitatea cuprului este foarte scăzută ;

— conexiunea supraconductor — cupru pretinde o lungime minimă supraconductoare ceea ce deplasează temperatura de tranziție în interiorul căii de curent. În cazul din figură, debitul avut în vedere transferă temperatura de 7°K la un sfert din lungimea căii de curent.

Alimentarea inductorului mașinii cu heliu lichid ridică probleme deosebite în special cînd răcirea se face cu heliu hipercritic. În acest caz

îmbinarea rotativă cuprinde cel puțin două îmbinări criogenice concentrice:

— una separă filoanele de ducere și întoarcere ale heliului rece;

— alta separă unul din aceste filoane reci de regiunile periferice la temperatura mediului ambiant.

Ceea ce caracterizează îmbinările unui crioalternator este mai întîi de toate mărimea diametrului, care trebuie să permită trecerea unor debite masice de gaz foarte importante pentru crearea frigului. Aceste mașini, cînd sînt incluse în centrale electrice, trebuie, într-adevăr, să fie răcite pe durata a 24 de ore la maximum, fără ca diferitele contracții să atingă valori periculoase.

Figura 14 reprezintă îmbinarea baionetă externă care separă filonul rece de părțile calde unde se găsește garnitura de etanșeizare. O

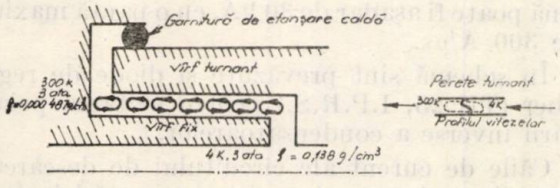


Fig. 14. Îmbinarea tip baionetă externă care separă filonul rece de părțile calde.

extremitate a spațiului inelar al îmbinării se află la 4°K unde heliul are densitate mare, în timp ce cealaltă extremitate este la 300°K unde heliul are densitate scăzută, dar unul din pereții spațiului inelar se rotește în timp ce celălalt este fix.

În acest spațiu inelar se dezvoltă convecții axiale de heliu care produc pierderi termice considerabile. În condițiile unor ipoteze simplificatoare M. Lee de la M.I.T a evaluat, teoretic aceste pierderi astfel:

$$Q = \omega^4 L^{-3} r^3 \Delta^9 r,$$

unde:

ω — viteza rotorului;
L — lungimea baionetei;
r_0 — raza interioară a spațiului inelar;
Δr — jocul radial al spațiului inelar.

Acest rezultat deși nu este direct aplicabil în calculul pierderilor termice ale unei îmbinări reale, subliniază totuși avantajul de a reduce la maxim diametrul îmbinării și jocul său radial.

Toate sistemele de alimentare cu heliu pentru răcirea inductorului, luate în considerație, în general, nu prevăd controlul curgerii heliului. De aceea a fost elaborat un nou circuit de răcire care folosește heliu la presiune puțin mai ridicată decît 1 atm. Sistemul, tratat analitic în lucrarea [7] are avantajul că prin reglarea presiunii de alimentare controlează nivelul de lichid în rotor, protejînd elementele structurale ale rotorului răcite prin vapori de suprarăcire în timpul perioadelor de tranziție ale operației de răcire. Problemele părții termice ale unui alternator de putere cu înfășurări supraconductoare se leagă nu numai de pierderile termice dar și de nivelul de refrigerare datorită legăturii dintre acesta și modul de utilizare a supraconductorului.

Elementele care au implicații în această problemă par a fi încălzirile datorită centrifugării și a regimului de scurtcircuit.

Rezolvarea problemei implică găsirea unor soluții optime în ansamblu dar și la nivelul fiecărui element în parte: centrifugare, refrigerare, căi de curent, tuburi de vehiculare a agentului de răcire.

Bibliografie

[1] *Rabinovitz, M.* Cryogenic Power generation. In: Cryogenics, iunie, 1977.

[2] *Pușcașu, S., Georgescu, E.* Aspecte actuale ale utilizării supraconductibilității în construcția de mașini electrice rotative. In E.E.A. 25, nr. 3 1977.

[3] *Atanasiu, G.* Turbogeneratoare de mare putere cu înfășurări de excitație supraconductoare. In E.E.A. 25, nr. 8, 1977.

[4] *Morini, A.* Turboalternatori con avvolgimenti di eccitazioni superconduttrice. In: L'Elettrotecnica nr. 12, 1977.

[5] *Bogner, G., Kullman, D.* Electrical machines with superconductors. In: Siemens Forsch. u. Entwichl. — Berlin, Bd 5, nr. 1, 1976.

[6] *Berthet, M.* Machines tournantes supraconductrices. Quelques aspects de la cryogenie d'un alternateur supraconducteur. In: RGE, nr., 12 1975.

[7] *Laskaris, E.* A cooling concept for improved field winding performance in large superconducting a.c. generators. In: Cryogenics, nr. 4, 1977.

[8] * * * Rezultatele încercărilor generatorului sincron cu înfășurare de excitație supraconductoare. In: EI—EMA, nr. 23, 1977.

[9] *Danko, V.G.* Unele rezultate privind studiul unor noi modele de crioturbogeneratoare. In: Comunicările Academiei de Științe a URSS, nr. 6, 1976.

[10] *Woodson, H.H.* A study of alternators with superconducting field windings. In: IEEE Trans. Power Apparatus and systems, vol. **PAS-85**, nr. 3, 1966.

[11] *Green, D.L.* Design of superconducting field magnet for a synchronous generator MIT S.M. thesis, mai, 1968.

[12] *Thullen, P.* Alternators with superconducting field winding. In: Proceedings of the Purdue University, 1970. Symposium of power system, mai 12—14, 1970.

[13] *Thullen, P., Smith, J.L.Jr.* The design of a rotating dewar and fied winding for a superconducting alternator. In: Advances in cryogenics engineering, vol. **15**, Plenum Press, 1970.

[14] *Thullen, P., Dudley, J.C., Green, D.L., Smith, J.L.* An experimental alternator with a superconducting rotating field winding. In: IEEE Trans. Power Apparatus and systems, vol. **PAS-90**, nr. 2, martie-aprilie, 1971.

[15] *Thullen, P.* A new criterion for the design of gas cooled cryogenic current leads. In: Advances in cryogenic engineering, vol. **16**, Plenum Press, 1971.

[16] *Eistein, T.H.* Magnetic Energy Storage in Synchronous Machines. In: IEEE Trans. Power Apparatus and System, vol. **PAS-92**, nr. 1, ian-febr., 1973.

[17] *Kirtley, J.L., Smith, J.L.* MIT-EEI Program on large superconducting. In: IEEE Trans. Power Apparatus and systems, nr. 4, iulie-august, 1973.

[18] *Thullen, P., Bejan, A., Gamble, B., Kirtley, J.L., Smith, J.L.* MIT-EEI Superconducting synchronous machine. In: Advances in cryogenic engineering, vol. **18**, Plenum Press, 1973.

CZ 621.313.12 : 621.3.013

CONCENTRATOR DE CÎMP MAGNETIC
GENERATOR DE IMPULS DE CURENT

Generator tiristorizat de impuls de curent

MIHAI ŞERBĂNESCU şi IOAN POPA*—BUCUREŞTI

Tehnica curenţilor tranzitorii avînd intensităţi înalte a fost inaugurată de Kapitza [1, 2] în anul 1924, în scopul generării cîmpurilor magnetice intense de impuls. În ultimele decenii, pentru fizica experimentală s-au creat generatoare de impuls de curent tot mai perfecţionate, în vederea utilizării la studiul accelerării macroparticulelor, precum şi al efectelor specifice materialelor supraconductoare, cum sînt magnetizaţia, magnetorezistenţa, tranziţiile de fază şi oscilaţiile Haas-van Alphen.

Cîmpurile magnetice intense de acest tip pot fi produse prin descărcarea rapidă a unei baterii de condensatoare printr-o bobină proiectată special pentru utilizarea cerută. Într-o primă fază a dezvoltării acestor generatoare, se foloseau condensatoare de înaltă tensiune care erau descărcate cu ajutorul eclatoarelor comandabile sau al tiratroanelor, cel mai adesea însă prin utilizarea ignitroanelor [3].

Apariţia şi dezvoltarea tiristoarelor de putere a făcut posibilă crearea unei generaţii noi de generatoare de impuls de curent [4, 5]. Acestea folosesc condensatoare electrolitice de joasă tensiune pentru acumularea energiei electrice. Tiristoarele folosite ca aparate de conectare sînt comandate mai simplu, amorsarea lor este sigură, tiristoarele îşi păstrează rezistenţa de valoare mică şi constantă pe toată durata conducţiei, au pierderile în direct şi în invers mici faţă de celelalte tipuri de aparate de conectare amintite, pot fi conectate uşor în serie sau în paralel, au durata de viaţă foarte mare.

Preocupări în acest sens există şi în ţară, fiind construit deja un generator de impuls de curent pentru acţionarea ultrarapidă a întrerupătoarelor de joasă tensiune, cu care s-a obţinut un curent aperiodic avînd valoarea de vîrf de 6 kA şi durata de 700 μs [6].

În această lucrare este prezentat un generator tiristorizat de impuls de curent bazat pe o construcţie modulară care a făcut posibilă utilizarea unei energii de 1,65 kJ, cu care s-a obţinut un curent de 18,4 kA avînd durata de 900 μs.

1. Descrierea circuitului de putere

Circuitul de descărcare constă din trei module conectate în paralel, fiecare modul fiind alcătuit, în principal, dintr-o baterie de condensatoare C, un tiristor T şi o diodă de regim liber DRL (fig. 1).

Capacitatea totală a celor trei module este de 42 000 μF, utilizîndu-se 210 condensatoare electrolitice de 200 μF, 350 V, I.P.R.S.

Tiristoarele de tipul ČKD T 967—800, avînd curentul nominal 800 A şi curentul nerepetitiv maxim de 10 kA, au panta maximă de 100 A/μs. Prin conectarea în paralel a celor trei module, curentul maxim care trece prin sarcină poate fi aşadar de 30 kA, cu o pantă maximă de 300 A/μs.

În schemă sînt prevăzute şi diode de regim liber (TU 23, I.P.R.S.) pentru evitarea polarizării inverse a condensatoarelor.

Căile de curent ale circuitului de descărcare sînt dimensionate şi poziţionate astfel încît să

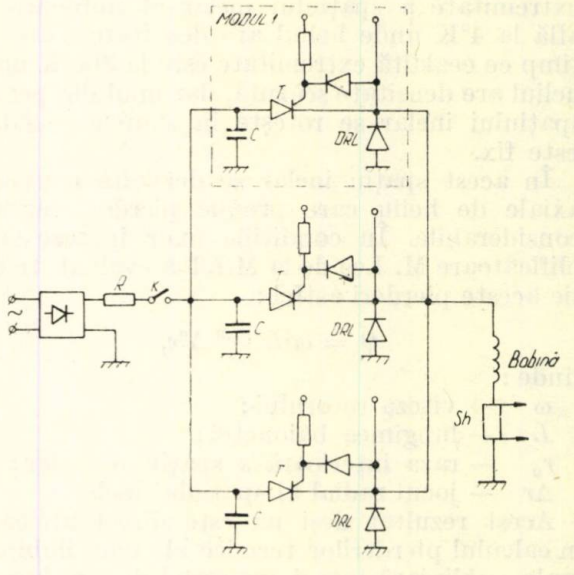


Fig. 1. Schema de principiu a circuitului de putere.

aibă rezistenţa electrică şi inductivitatea minime. În circuitul de descărcare a fost prevăzut şi un şunt coaxial cu rezistenţa de 4,136 mΩ pentru oscilografierea curentului.

Condensatoarele sînt încărcate prin intermediul unui redresor monofazat de la reţeaua de curent alternativ. Rezistenţa R (94 Ω, 50 W) limitează curentul de încărcare, iar întreruptorul K separă sursa de alimentare de cele trei

* Dr. ing. *Şerbănescu, M.* este şef de lucrări la Facultatea de Electrotehnică din Institutul Politehnic Bucureşti, iar *Popa I.* este student în anul V al aceleaşi facultăţi.

module înaintea momentului comenzii de descărcare.

Capacitatea barierei de condensatoare fiind mare, factorul de amortizare $\delta = \frac{R}{2L}$ îndeplinește condiția:

$$\delta^2 > \frac{1}{LC}, \tag{1}$$

așadar regimul de descărcare este aperiodic [7] iar expresia curentului este:

$$i = 2I_2 e^{-\delta t} \operatorname{sh}\left(t\sqrt{\delta^2 - \frac{1}{LC}}\right), \tag{2}$$

unde:

$$I_2 = \frac{U}{\sqrt{R^2 - 4\frac{L}{C}}}. \tag{3}$$

Pentru această formă de undă, momentul maximumului curentului este:

$$t_m = \frac{\ln\left(\sqrt{LC\,\delta^2 - 1} + \delta\sqrt{LC}\right)}{\sqrt{\delta^2 - \frac{1}{LC}}}. \tag{4}$$

2. Comanda și protecția instalației

Circuitul de comandă pe poartă al tiristoarelor (fig. 2) este simplu, constînd dintr-un condensator care se încarcă de la o sursă de tensiune continuă și care se descarcă prin cele trei

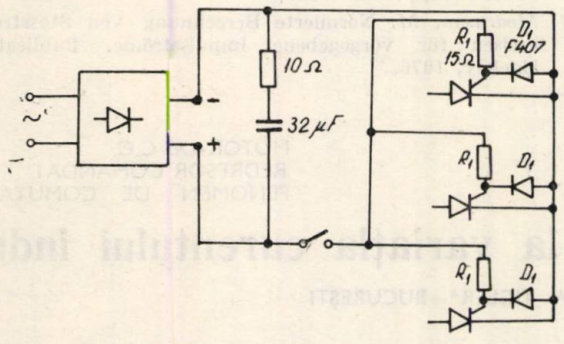


Fig. 2. Comanda pe poartă a tiristoarelor.

joncțiuni poartă-catod ale tiristoarelor, curentul direct de poartă fiind limitat de rezistențele R_1. Sînt prevăzute și diodele D_1 pentru evitarea polarizării inverse a joncțiunilor poartă-catod.

Pentru protejarea în cazul căderilor accidentale de tensiune, alimentarea circuitului de încărcare a condensatoarelor de putere se face prin contactele normal-deschise (fig. 3) ale contactorului C_1, iar pentru cazurile în care bateria de condensatoare trebuie descărcată altfel decît prin bobina de sarcină, s-au prevăzut contactorul C_3 — cu rol de separator de punere la pămînt — și rezistențele de limitare R_l (47 Ω, 50 W).

3. Măsurători

Pentru testarea performanțelor instalației realizate s-a oscilografiat curentul din circui-

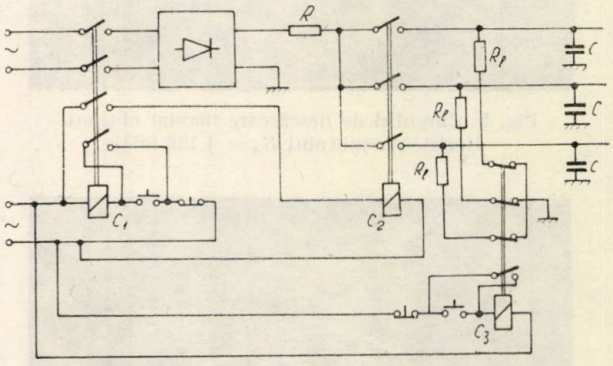


Fig. 3. Protecția pentru circuitul de putere.

tul de descărcare, utilizînd un osciloscop Tektronix 7613 cu memorie. Dificultatea principală a constat în obținerea unei valori maxime a curentului de descărcare, în condițiile nedepășirii pantei de 300 A/μs impusă de tiristoarele folosite. Pentru limitarea pantei curentului, s-a utilizat drept sarcină o bobină în aer, avînd $L = 0{,}66$ μH.

În figura 4 sînt date curbele curentului imediat după inițierea descărcării (pantă maximă) pentru diverse valori ale tensiunii de încărcare. Pentru tensiunea de încărcare $U_0 = 280$ V a bateriei de condensatoare, panta maximă testată a fost 220 A/μs.

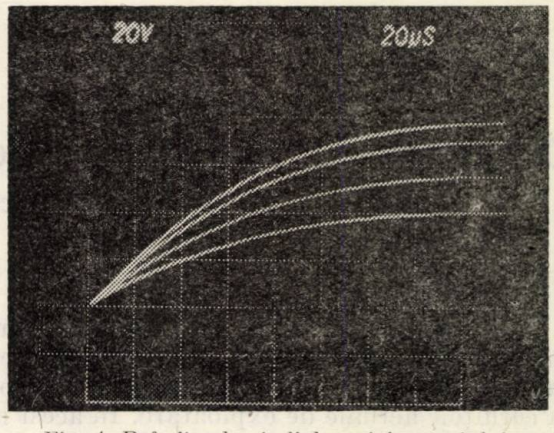


Fig. 4. Referitor la studiul pantei curentului.
De jos în sus: $U_0 = 150$ V; 200 V; 250 V; 280 V.

Curba curentului pe toată durata descărcării de la $U_0 = 280$ V, în condițiile impuse de panta maximă admisibilă este dată în figura 5.

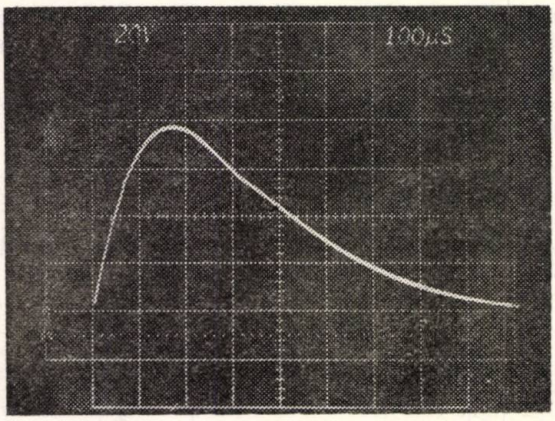


Fig. 5. Curentul de descărcare maxim obținut. Rezistența șuntului $R_s = 4{,}136$ mΩ.

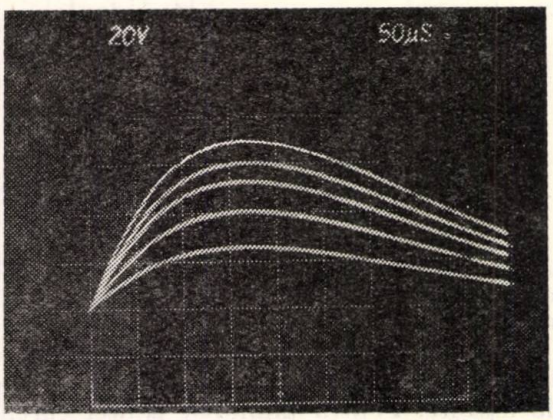


Fig. 6. Impulsuri de curent pentru diverse tensiuni de încărcare. De jos în sus : $U_0 = 100$ V ; 150 V ; 190 V ; 220 V ; 250 V.

Valoarea maximă a curentului obținut a fost de 18,4 kA.

În figura 6 sînt date curbele curenților prin bobină pentru alte cîteva valori ale tensiunii de încărcare.

4. Concluzii

S-a realizat un generator de impuls de curent în joasă tensiune cu tiristoare. Pentru obținerea unei energii totale satisfăcătoare înmagazinată într-o instalație de volum competitiv, s-a folosit o construcție modulară, constînd din trei baterii de condensatoare conectate în paralel, fiecare avînd tiristorul său pentru descărcare.

Valoarea maximă a curentului de descărcare obținut a fost de 18,4 kA, corespunzătoare unei tensiuni de încărcare de 280 V (1,65 kJ). Deși această valoare reprezintă o performanță față de rezultatele cunoscute deja din literatura de specialitate, parametrii acestui tip de construcție pot fi în continuare mult îmbunătățiți fără creșterea volumului instalației, prin utilizarea unor tiristoare cu panta admisibilă de curent mai mare și a unor condensatoare electrolitice cu tensiunea de încărcare de 400 ÷ 500 V.

Bibliografie

[1] *Kapitza, P.* Proc. Roy. Soc. (London), **A 105**, 1924, p. 691.

[2] *Kapitza, P.* Proc. Roy. Soc. (London), **A 115**, 1927, p. 659.

[3] *Furth, H.P., Levine, M.A., Waniek, R.W.* Production and use of high transient magnetic filds. In : Rev. of Scientific Instruments, **28**, nr. 11, 1957, p. 949—958.

[4] *Rothwarf, E.* ș.a. Silicon — controlled rectifier circuitry for producing pulsed magnetic ffields. In : Rev. of. Scientific Instruments, **38**, nr. 9, 1967, p. 1241—1244.

[5] *Nagabhushana, S.* ș.a. Generation of high magnetic fields using thyristors. In : I.E.E.E. Transactions on Ind. El. and Contr. Instr., nr. 11, 1974, p. 241—243.

[6] *Pavelescu, D., Ghețea, E.* Dispozitiv ultrarapid cu repulsie electrodinamică. In : E.E.A — Electrotehnica, **24**, nr. 8, 1976, p. 303—308.

[7] *Modrusan, M.* Normierte Berechnung von Stosstromkreisen für vorgegebene Impulsströme. Publication Haefely, 1976.

CZ 621.313.2 ; 621.314.63

MOTOR DE C.C.
REDRESOR COMANDAT
FENOMEN DE COMUTAȚIE

Comportarea motoarelor de c.c. la variația curentului indus

NICOLAE ȘTEFĂNESCU, MATILDA ȚIGLER*—BUCUREȘTI

Introducere

Utilizarea redresoarelor comandate pentru alimentarea motoarelor de c.c. permite obținerea unor performanțe dinamice maxime în raport cu cerințele actuale de exploatare. În acest caz, curentul din circuitul rotoric nu mai este constant ci pulsatoriu, abaterea de la valoarea medie putînd atinge valori importante. Curentul pulsatoriu (variabil în timp chiar pentru o sarcină constantă a motorului) creează probleme deosebite comutației, complicate prin faptul că astfel de motoare sînt utilizate în acționările electrice reglabile, cu viteze, și deci frecvențe de comutație, variabile în limite largi.

Cifra de merit în aprecierea comportării unor astfel de motoare o constituie viteza maximă de modificare a curentului din circuitul rotoric pînă la care comutația — și respectiv scînteie-

* Dr. ing. *Ștefănescu, N.* și dr. ing. *Țigler, M.* — cadre didactice la Catedra de mașini electrice din Institutul politehnic-București.

rea la colector — este încă satisfăcătoare şi este dată de expresia :

$$(\mathrm{d}i_A/\mathrm{d}t)/I_{AN} = \mathrm{d}(i_A/I_{AN})/\mathrm{d}t, \qquad (1)$$

evaluată în multipli ai curentului nominal pe secundă, $[I_{AN}/\mathrm{s}]$.

1. Viteza de modificare a curentului din circuitul rotoric

Pentru a evalua viteza de modificare a curentului din circuitul rotoric, se consideră cazul comutaţiei liniare pentru un motor de c.c. cu excitaţie independentă, alimentat prin intermediul redresorului comandat. În acest caz (fig. 1), curentul din circuitul rotoric este definit prin relaţia :

$$i_A(\omega_c t) = \begin{cases} i(t)\left(1 - 2\dfrac{\omega_c t}{T_k}\right), & \text{pentru } 0 \leqslant \omega_c t \leqslant T_k, \\ -i(t), & \text{pentru } T_k \leqslant \omega_c t \leqslant T/2, \end{cases} \qquad (2)$$

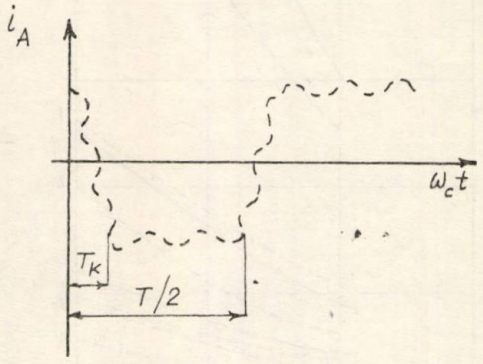


Fig. 1. Forma de undă a curentului din conductoarele înfăşurării rotorice.

unde, $i(t)$, este definit prin, [1];

$$i(t) = I_A + \sqrt{2}\sum_{\nu} I_\alpha^{(\nu)} \sin(\nu\omega_r t + \gamma_\nu), \qquad (3)$$

I_A — valoarea medie a curentului rotoric, $I_\alpha^{(\nu)}$ — valoarea efectivă a curentului alternativ armonică ν, (expresiile de calcul ale acestora sînt menţionate în [1]), ω_r — pulsaţia tensiunii de alimentare a redresorului comandat, ω_c — pulsaţia curentului rotoric cauzată de comutaţie, α — unghiul de întîrziere la aprinderea tiristoarelor, iar punctul de referinţă pentru γ_ν, — specificat, de asemenea, în [1].

Pentru derivata curentului în raport cu timpul, ţinînd seama de relaţiile (2) şi (3), se obţine :

$$i'_A(\omega_c t) = \begin{cases} \sqrt{2}\,\omega_r \sum_{\nu} \nu I_\alpha^{(\nu)}\left(1 - 2\dfrac{\omega_c t}{T_k}\right)\cos(\nu\omega_r t + \gamma_\nu) - \\ \qquad - 2\dfrac{\omega_c}{T_k}\left[I_A + \sqrt{2}\sum_{\nu} I_\alpha^{(\nu)} \sin(\nu\omega_r t + \gamma_\nu)\right], & 0 \leqslant \omega_c t \leqslant T_k, \\ \sqrt{2}\,\omega_r \sum_{\nu} I_\alpha^{(\nu)} \cos(\nu\omega_r t + \gamma_\nu), & T_k \leqslant \omega_c t \leqslant T/2, \end{cases} \qquad (4)$$

iar valoarea efectivă a derivatei curentului, I'_A este dată de relaţia (9) din anexa 1. Pe baza acestei relaţii, în figura 2 s-a reprezentat viteza de modificare a curentului din circuitul rotoric, $\mathrm{d}(i_A/I_{AN})/\mathrm{d}t$, în funcţie de turaţia n a motorului. S-a analizat motorul de c.c. cu excitaţie independentă avînd datele nominale 7,5 kW, 380 V, 22,5 A, 847 rot/min, în ipoteza alimentării sale prin intermediul unui redresor cu schema în punte trifazată comandată ($\nu = 6$), pentru $\alpha = \pi/3$ şi încărcarea nominală a motorului.

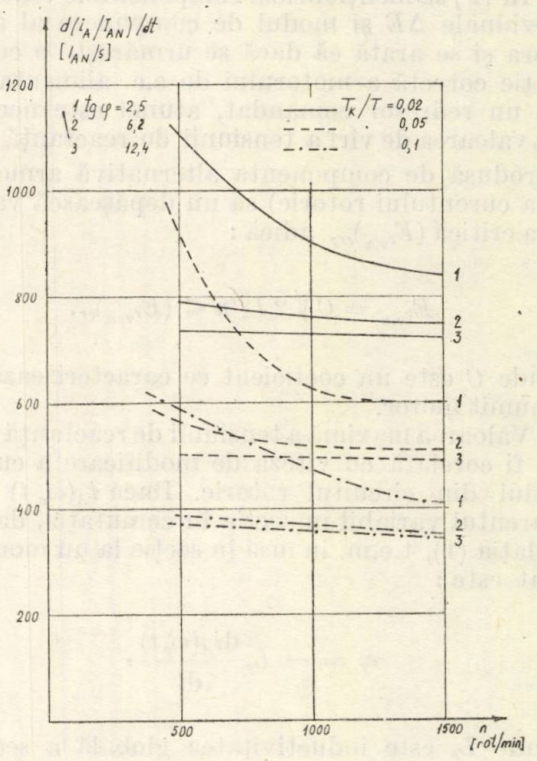


Fig. 2. Viteza de modificare a curentului din circuitul rotoric, $\mathrm{d}(i_A/I_{AN})/\mathrm{d}t$; $\nu = 6$, $\alpha = \pi/3$.

S-au luat în consideraţie diverse valori ale parametrului $\mathrm{tg}\,\varphi = L\omega_r/R$. Valoarea $\mathrm{tg}\,\varphi = 6{,}2$ corespunde practic motorului fără bobină de filtrare în circuitul de sarcină, iar $\mathrm{tg}\,\varphi = 12{,}4$ corespunde unei bobine de filtrare înseriată cu înfăşurarea rotorului, de valoare egală cu inductivitatea echivalentă a acesteia. De asemenea, s-au avut în vedere diverse valori ale raportului T_K/T, cuprinse în intervalul 0,02—

0,1. Pentru motorul analizat s-au obținut viteze de modificare ale curentului rotoric pînă la 1 100 [I_{AN}/s].

2. Solicitarea la comutație a motoarelor de c.c. alimentate de la redresoare comandate

Pentru determinarea solicitării la comutație a motoarelor de c.c. alimentate prin intermediul redresoarelor comandate este decisivă tensiunea electromotoare rezultată din spirele înfășurării rotorice, vremelnic scurtcircuitate de perii, numită tensiune reziduală ΔE.

În [2] se menționează componentele tensiunii reziduale ΔE și modul de compunere al acestora și se arată că dacă se urmărește o comutație corectă a motorului de c.c. alimentat de la un redresor comandat, atunci este necesar ca valoarea de vîrf a tensiunii de reactanță $E_{r_{\nu,\alpha}}$ (produsă de componenta alternativă armonică ν a curentului rotoric) să nu depășească valoarea critică $(E_{r_{\nu,\alpha}})_{cr}$, adică :

$$E_{r_{\nu,\alpha}} = C\sqrt{2}\, I_{\alpha}^{(\nu)} n \leqslant (E_{r_{\nu,\alpha}})_{cr}, \qquad (5)$$

unde C este un coeficient ce caracterizează un anumit motor.

Valoarea maximă a tensiunii de reactanță poate fi corelată cu viteza de modificare a curentului din circuitul rotoric. Dacă $i_A(\omega_c t)$ este curentul variabil în secția în comutație, dat de relația (1), t.e.m. indusă în secție la un moment dat este :

$$e_r = - L_s \frac{\mathrm{d}i_A(\omega_c t)}{\mathrm{d}t}, \qquad (6)$$

unde L_s este inductivitatea globală a secției. Ținînd seama de cele două componente I_A și $I_{\alpha}^{(\nu)}$ ale curentului rotoric, se obțin cele două componente ale t.e.m. de reactanță, dintre acestea prezentînd interes valoarea maximă a celei cauzate de componenta alternativă a curentului rotoric, care trebuie să satisfacă condiția (5).

Avînd în vedere relațiile (6), (1), (2), ca și expresiile de calcul pentru I_A și $I_{\alpha}^{(\nu)}$ date în [1] și de figura 2, în figura 3 s-a reprezentat tensiunea de reactanță $E_{r_{\nu,\alpha}}$ în funcție de turația motorului, luînd ca parametrii mărimile tg φ și T_K/T pentru același motor analizat anterior.

Valoarea admisibilă considerată pentru tensiunea de reactanță $E_{r_{\nu,\alpha}}$ [3] este $(E_{r_{\nu,\alpha}})_{cr} =$ = 0,5 V. Pe baza acesteia se pot determina valorile limită ale vitezei de modificare a curentului rotoric.

Pentru motorul considerat, la turația nominală a sa, în absența filtrării pulsațiilor curentului rotoric, $E_{r_{\nu,\alpha}} < 0{,}3$ V, adică, sub valoarea admisibilă. Pentru această situație, din figura 2, corespund vitezele de modificare ale curentului din circuitul rotoric, cuprinse în plaja a 400—800 I_{AN}/s. În acest caz comutația mașinii este corectă. Comutația mașinii se menține în limite corecte și la viteze mai mari de modificare a curentului din circuitul rotoric, corespunzătoare unor tensiuni de reactanță $E_{r_{\nu,\alpha}}$

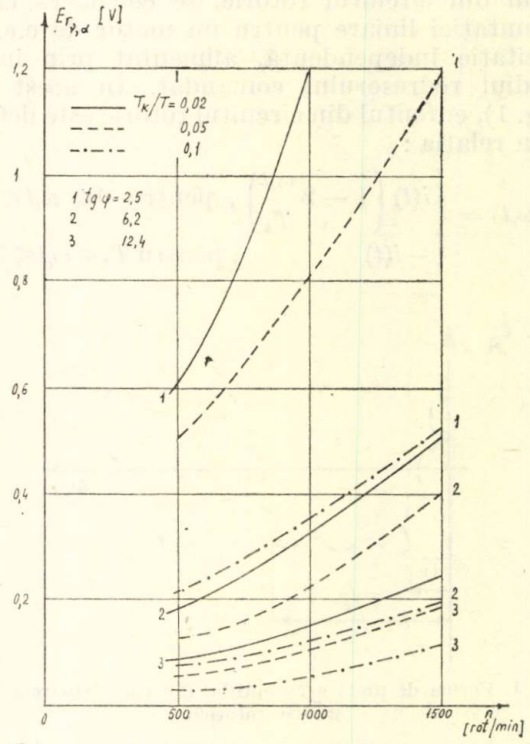


Fig. 3. Tensiunea electromotoare de reactanță, $E_{r_{\nu,\alpha}}$; ν=6, $\alpha = \pi/3$.

apropiate de limita admisibilă de 0,5 V. La dublul turației nominale și, de asemenea, în absența filtrării, sînt posibile viteze limită de modificare a curentului din circuitul rotoric cuprinse în intervalul 300—700 I_{AN}/s în care caz comutația mașinii este încă satisfăcătoare.

Filtrarea pulsațiilor cu ajutorul unei bobine care dublează inductivitatea proprie a circuitului rotoric, permite obținerea unor viteze de modificare ale curentului rotoric cu aproximativ 5% mai mari decît în absența filtrării, în condițiile unei comutații corespunzătoare a mașinii.

3. Determinarea experimentală a comportării motoarelor de c.c. la variația curentului indus

Stabilirea experimentală a limitelor admisibile pentru viteza de variație a curentului din circuitul rotoric prezintă o deosebită utilitate, putînd constitui date de catalog și performanțe ale motorului respectiv. În mod uzual aceste

limite depinzînd de turaţia motorului n şi de valoarea curentului indus I_A, se definesc prin trasarea unei familii de curbe $d(i_A/I_{AN})/dt = f(n)$ pentru diverse valori ale curentului I_A.

În cele ce urmează se propune o metodă experimentală relativ simplă pentru determinarea caracteristicilor menţionate care constă în injectarea unui curent alternativ sinusoidal în rotorul motorului antrenat la o turaţie variabilă şi în modificarea frecvenţei sau amplitudinii curentului (sau a ambelor) pînă la apariţia scînteierii inadmisibile.

Se poate deduce valoarea maximă a vitezei de variaţie :

$$[d(i_A/I_{AN})/dt]_{max} \leq \omega I\sqrt{2}/I_{AN}, \qquad (7)$$

unde ω este pulsaţia şi I valoarea efectivă a curentului injectat. Această metodă s-a aplicat în două variante, descrise în cele ce urmează.

3.1. Alimentarea cu c.a. de frecvenţă şi intensitate variabile

În figura 4 se reprezintă schema completă a încercării : M este motorul care se încearcă, MA — motorul de antrenare al acestuia (un motor de c.c. cu turaţie reglabilă prin variaţia

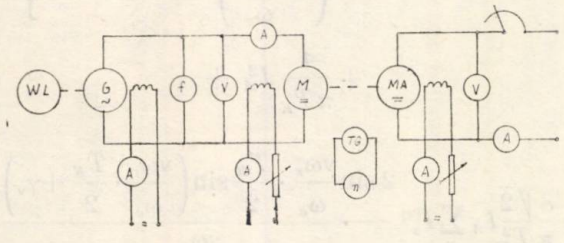


Fig. 4. Alimentarea motorului de c.c. de la un generator sincron de frecvenţă variabilă.

excitaţiei), G— generatorul sincron, antrenat de un grup Ward-Leonard. În schemă sînt prevăzute aparatele de măsură necesare.

Pentru efectuarea încercării, se antrenează motorul M la o anumită turaţie, apoi se cuplează generatorul sincron antrenat la turaţie minimă şi se reglează curentul la o anumită valoare impusă observîndu-se zona periilor. Dacă scînteierea este nesatisfăcătoare (gradul 3 de scînteiere) se reduce turaţia motorului pînă la obţinerea unei scînteieri satisfăcătoare, notîndu-se valorile I, f şi n.

3.2. Alimentarea cu c.a. de frecvenţă constantă şi intensitate variabilă

Schema este prezentată în figura 5. Motorul M este antrenat ca şi în schema anterioară de un motor de antrenare MA cu turaţie variabilă. În paralel cu motorul se conectează o bobină de inductivitate L şi o rezistenţă R variabilă, legate în serie, care constituie sarcina motorului încercat M, funcţionînd în regim de generator cu excitaţie independentă, preluată de la o sursă de c.c. separată. Tot în paralel cu motorul este conectat autotransformatorul AT de tensiune reglabilă împreună cu condensatorul C care are rolul de a opri trecerea curentului con-

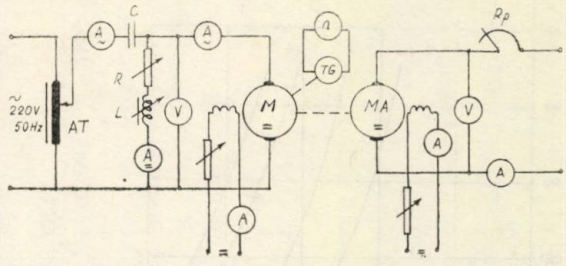


Fig. 5. Alimentarea motorului de c.c. cu tensiune alternativă variabilă la $f = 50$ Hz.

tinuu produs de M prin AT. Capacitatea condensatorului trebuie aleasă astfel încît tensiunea la bornele motorului şi curentul alternativ prin motor să fie maxime pentru o tensiune dată la bornele autotransformatorului.

Metoda constă în stabilirea unor valori constante pentru curenţii I_A (variind excitaţia motorului şi eventual rezistenţa R) şi I (variind tensiunea secundară a autotransformatorului) la o turaţie minimă a motorului, de exemplu turaţia nominală. Dacă este satisfăcătoare comutaţia, se creşte turaţia pînă la limita apariţiei scînteierii periculoase, la care se citesc curenţii, turaţia şi eventual frecvenţa pentru măsurători mai exacte. În cazul comutaţiei nesatisfăcătoare se scade turaţia motorului, procedîndu-se în mod analog pînă la limita obţinerii comutaţiei satisfăcătoare.

Se notează :

$$\lambda = (\sqrt{2}I + I_A)/I_{AN}, \qquad (8)$$

şi reprezintă multiplul curentului nominal I_{AN}, adoptat ca parametru pentru trasarea curbelor $d(i_A/I_{AN})/dt = f(n)$. Pentru $I_A = 0$ se ajunge la varianta descrisă în §3.1.

S-a experimentat acelaşi motor de c.c. de 7,5 kw, 380 V, 22,5 A, 847 rot/min, în cele două variante descrise în §3.1 şi §3.2 ale metodei utilizate, rezultatele fiind prezentate în figura 6. S-au obţinut viteze de modificare a curentului rotoric cuprinse între 200 —1 000. I_{AN}/s, analog celor obţinute în §1.

Deoarece punctele din diagramă nu corespund unor valori constante, predeterminate ale curentului indus (respectiv valoarea relativă λ), trasarea caracteristicilor s-a făcut prin interpolarea valorilor găsite pentru λ.

Încercările de a obţine limita de comutaţie la λ constant sînt anevoioase, deoarece prin modificarea curentului I_A variază starea de saturaţie a circuitului magnetic, care modifică curentul alternativ I prin rotorul motorului.

Rezultatele obţinute prin cele două metode sînt satisfăcătoare pentru aprecierea compor-

tării motorului în limite de turație de la 0,5 n_N pînă la limita de turație admisibilă mecanic (circa 3 n_N) și în limite de curent de la I_{AN} pînă

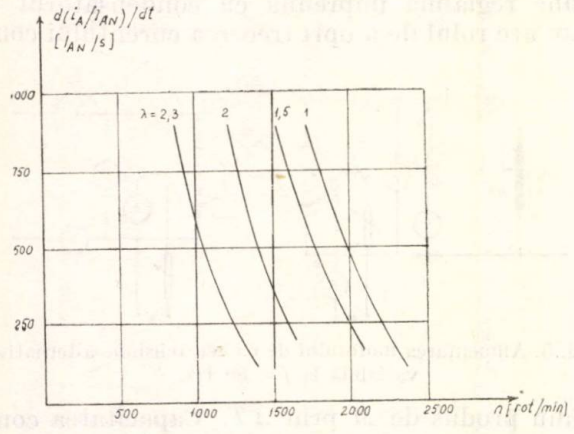


Fig. 6. Caracteristicile $d(i_A/I_{AN})/dt = f(n)$ ridicate experimental.

la limita admisibilă din punct de vedere termic. Deficiența metodei este condiționată de subiectivitatea aprecierii gradului de scînteiere și de dificultatea observării simultane a tuturor periilor.

4. Concluzii

În lucrare se analizează solicitarea la comutație a motoarelor de c.c. alimentate prin intermediul redresoarelor comandate, cauzată de vitezele mari de modificare a curentului din circuitul rotoric, deoarece aceste motoare sînt utilizate în acționările electrice reglabile, cu viteze variabile în limite largi.

Pentru astfel de motoare se obține o comutație satisfăcătoare dacă tensiunea de reactanță cauzată de componenta alternativă a curentului rotoric nu depășește o valoare admisibilă; din această condiție se deduce viteza admisibilă de modificare a curentului din circuitul rotoric.

Se prezintă, de asemenea, o metodă experimentală de stabilire a limitelor admisibile pentru viteza de modificare a curentului rotoric pînă la care comutația mașinii de c.c. este corectă. Metoda este satisfăcătoare pentru o gamă largă de variație a turației și curentului motorului.

Anexă (referitoare la §1).

Valoarea efectivă a derivatei curentului rotoric I'_A este:

$$(I'_A)^2 = \omega_c^2 \left\{ \frac{2}{\pi} \sum_\nu \left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \right)^2 (I_\alpha^{(\nu)})^2 \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\sin \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \pi \cos\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \pi + 2\gamma_\nu \right)}{2 \frac{\nu\omega_r}{\omega_c}} \right] - \right.$$

$$- \frac{4}{\pi T_K} \sum_\nu \left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \right)^2 (I_\alpha^{(\nu)})^2 \left[\frac{T_K^2}{2} + T_K \frac{\sin\left(2 \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K + 2\gamma_\nu \right)}{2 \frac{\nu\omega_r}{\omega_c}} - \right.$$

$$\left. - \frac{2 \sin \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K \sin\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K + 2\gamma_\nu \right)}{\left(2 \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \right)^2} \right] +$$

$$+ \frac{4}{\pi T_K^2} \sum_\nu \left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \right)^2 (I_\alpha^{(\nu)})^2 \left[\frac{T_K^3}{3} + T_K^2 \frac{\sin\left(2 \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K + 2\gamma_\nu \right)}{2 \frac{\nu\omega_r}{\omega_c}} + \right.$$

$$+ 2 T_K \frac{\cos\left(2 \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K + 2\gamma_\nu \right)}{\left(2 \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \right)^2} -$$

$$\left. - 4 \frac{\sin\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K \right) \cos\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K + 2\gamma_\nu \right)}{\left(2 \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \right)^3} \right] +$$

$$+ \frac{4}{\pi T_K} I_A^2 +$$

$$+ \frac{8\sqrt{2}}{\pi T_K^2} I_A \sum_\nu I_\alpha^{(\nu)} \frac{2 \sin \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \cdot \frac{T_K}{2} \sin\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \cdot \frac{T_K}{2} + \gamma_\nu \right)}{\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}} +$$

$$+ \frac{4}{\pi T_K^2} \sum_\nu (I_\alpha^{(\nu)})^2 \frac{\sin \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K \cos\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K + 2\gamma_\nu \right)}{\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}} -$$

$$- \frac{4\sqrt{2}}{\pi T_K} I_A \sum_\nu \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} I_\alpha^{(\nu)} \frac{2 \sin \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \cdot \frac{T_K}{2} \cos\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} \cdot \frac{T_K}{2} + \gamma_\nu \right)}{\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}} -$$

$$- \frac{4}{\pi T_K} \sum_\nu \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} (I_\alpha^{(\nu)})^2 \frac{\sin \frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K \sin\left(\frac{\nu\omega_c}{\omega_c} T_K + 2\gamma_\nu \right)}{\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}} +$$

$$+ \frac{8\sqrt{2}}{\pi T_K^2} I_A \sum_\nu I_\alpha^{(\nu)} \left[T_K \frac{\sin\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c} T_K + \gamma_\nu \right)}{\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}} - \right.$$

$$-\frac{2\sin\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}\frac{T_K}{2}\sin\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}\frac{T_K}{2}+\gamma_\nu\right)}{\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}\right)^2}\Bigg]+$$

$$+\frac{8}{\pi T_K^2}\sum_\nu\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}(I_\alpha^{(\nu)})^2\Bigg[-T_k\frac{\cos\left(2\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}T_K+2\gamma_\nu\right)}{2\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}}+$$

$$+\frac{2\sin\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}T_K\cos\left(\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}T_K+2\gamma_\nu\right)}{\left(2\frac{\nu\omega_r}{\omega_c}\right)^2}\Bigg]\Bigg\}. \quad (9)$$

Bibliografie

[1] *Ţigler, M.* Pierderi suplimentare în conductoarele dreptunghiulare ale înfăşurării rotorice la motoarele de c.c. cu excitaţie independentă, alimentate de la redresoare comandate. In : E.E.A., Electrotehnica **27**, nr. 2, 1979, p. 80.

[2] *Ţigler M.* Comutaţia motoarelor de c.c. cu excitaţie independentă alimentate de la redresoare comandate. In : E.E.A., Electrotehnica **27**, nr. 5, 1979, p. 204.

[3] *Beier E.* Einflub der Glätungsinduktivität auf Kommutierung und Leistung thyristorgespeister Gleichstrom Nebenschlubmotoren. In : Siemens Zeistchrift, nr. 10, 1968, p. 849.

CZ 621.3.013 : 621.318.4

CÎMP MAGNETIC TRIDIMENSIONAL
BOBINE CU AER

Metoda de calcul al intensităţii cîmpului magnetic produs de un segment de bobină

NICOLAE LAURENŢIU FÂNTÂNĂ* —TIMIŞOARA

Introducere

În aparate şi maşini electrice, la temperaturi obişnuite sau criogenice se întîlnesc frecvent bobine fără circuit feromagnetic şi căi de curent parcurse de curenţi foarte intenşi.

Pentru o proiectare corespunzătoare este necesară cunoaşterea tridimensională a intensităţii cîmpului magnetic în aer, în interiorul căilor de curent şi în spirele conductoare.

Sînt cunoscute unele moduri de abordare a calculului cîmpului magnetic pentru bobine cu simetrie axială [1], implicînd integrale eliptice de speţa 1-i, a 2-a şi a 3-a [2], cît şi pentru bobine cu spirele necirculare [3].

În lucrare se prezintă o modalitate de calcul a componentelor spaţiale ale intensităţii cîmpului magnetic pentru un segment de bobină, delimitat în lungul spirelor, cu o formă oarecare a secţiunii străbătute de curent, apelînd la o singură integrare numerică. Relaţiile de calcul se deduc pentru cazul unui segment de bobină cu secţiune dreptunghiulară şi se extind prin superpoziţie la cazuri cu un caracter mai mare de generalitate. Prin particularizare se obţine o relaţie de calcul des întîlnită la bobinele circulare cu secţiune dreptunghiulară.

1. Metoda de calcul. Cazul de bază

Se consideră un segment, decupat dintr-o bobină cu secţiune dreptunghiulară delimitat în lungul spirelor, cuprins între planele $z=z_1$ şi $z=z_2$, unghiurile θ_1 şi θ_2 şi avînd grosimea $\Delta c = c_1 - c_2$ (fig. 1).

Planele de secţionare a bobinei au normalele paralele cu tangentele la conturul exterior, descris de o curbă plană, $r = r(\theta)$, corespunzătoare unghiurilor θ_1 şi θ_2. Se consideră o densitate de curent (J) medie în secţiune, îndreptată după tangenta la curba $r = r(\theta)$.

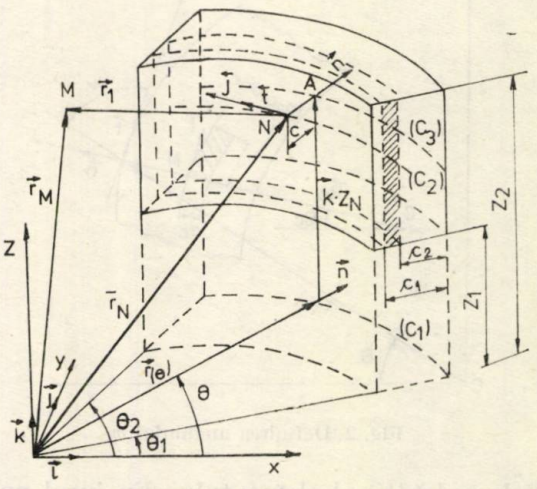


Fig. 1. Segment de bobină.

Folosind teorema lui Biot-Savart se calculează contribuţia tubului elementar de curent de grosime dc şi înălţime dz din jurul unui punct interior N (fig. 1) la cîmpul produs într-un punct arbitrar M (x_M, y_M, z_M).

* *Fântână, N.L.* — Institutul politehnic-Timişoara.

Cu notaţiile din figura 1 vectorul de poziţie al punctului N se poate scrie [4]:

$$\vec{r}_N = \vec{r}_{(\theta)} + \vec{k} \cdot z_N - c \cdot \vec{n}, \tag{1}$$

unde:

$\vec{n}$ este normala la curba $r = r(\theta)$, c este lungimea segmentului AN iar:

$$\vec{r}_{(\theta)} = r_{(\theta)} \cdot (\cos\theta \, \vec{i} + \sin\theta \cdot \vec{j}). \tag{2}$$

Curba C_1, descrisă de $r = r(\theta)$ este proiecţia curbei C_3, curbă aflată în planul $z = z_N$, iar C_2 diferă de C_3 printr-o constantă.

Unghiul w (fig. 2), se poate scrie [5]:

$$w = \operatorname{arc\,tg} \frac{r_{(\theta)}}{r'_{(\theta)}}, \tag{3}$$

unde:

$$r'_{(\theta)} = \frac{dr_{(\theta)}}{d\theta}, \tag{4}$$

iar versorii normal $(\vec{n})$, respectiv tangent $(\vec{t})$ la curba $r = r(\theta)$, corespunzători unui punct interior N sînt daţi de relaţiile:

$$\vec{n} = \sin(w + \theta) \cdot \vec{i} - \cos(w + \theta) \, \vec{j}, \tag{5}$$

$$\vec{t} = \cos(w + \theta) \cdot \vec{i} + \sin(w + \theta) \, \vec{j}. \tag{6}$$

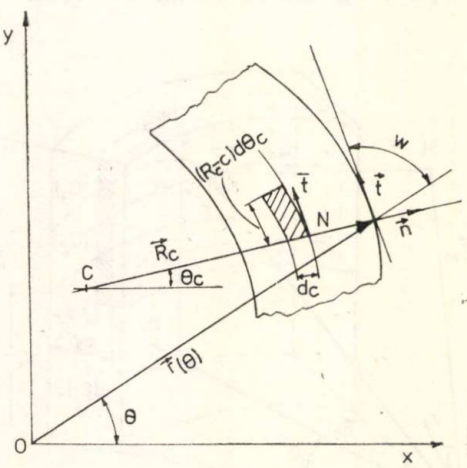


Fig. 2. Definirea unghiului w.

Volumul (dV) al elementului din jurul punctului N este:

$$dV = (R_c - c) \, d\theta_c \cdot dc \cdot dz. \tag{7}$$

S-a notat cu R_c raza de curbură iar toate mărimile legate de centrul de curbură cu indicele „c".

Ţinînd seama că raza de curbură (R_c) şi unghiul θ_c se pot exprima prin relaţiile:

$$\theta_c = \operatorname{arc\,tg} \frac{r \cdot \operatorname{tg} \cdot \theta - r'}{r + r' \cdot \operatorname{tg}\theta} \tag{8}$$

şi:

$$R_c = \frac{(r^2 + r'^2)^{3/2}}{r_2 + 2r' - r \cdot r''} \tag{9}$$

şi notînd:

$$d\theta_c = F(\theta, r(\theta), r'(\theta), r''(\theta) \cdot d\theta, \tag{10}$$

funcţia F fiind specifică geometriei bobinei analizate, se poate scrie relaţia (7) sub forma:

$$dV = (R_c - c) \cdot F \cdot d\theta \cdot dc \cdot dz. \tag{11}$$

Cîmpul produs în punctul $M(x_M, j_M, z_M)$ de către acest element dV va fi:

$$(d\vec{H})_M = \frac{J(\vec{t} \times \vec{r}_1) \, dV}{4 \cdot \pi \cdot r_1^3}, \tag{12}$$

unde:

$$\vec{r}_1 = \vec{r}_M - \vec{r}_N. \tag{13}$$

Înlocuind relaţiile (5), (6), (11) şi (13) în relaţia (12) şi însumînd contribuţia, la cîmpul în M, al tuturor elementelor de volum elementare din segmentul de bobină considerat, se obţin pentru componentele intensităţii cîmpului magnetic după cele trei axe de coordonate, expresiile:

$$H_x = \int_{\theta_1}^{\theta_2} d\theta \int_{c_1}^{c_2} dc \int_{z_1}^{z_2} \frac{J \cdot F \cdot (R_c - c)}{4 \cdot \pi \cdot r_1^3} \cdot \sin(w + \theta) \cdot (z_M - z) dz, \tag{14}$$

$$H_y = -\int_{\theta_1}^{\theta_2} d\theta \int_{c_1}^{c_2} dc \int_{z_1}^{z_2} \frac{J \cdot F \cdot (R_c - c)}{4 \cdot \pi \cdot r_1^3} \cdot \cos(w + \theta) \cdot (z_M - z) dz, \tag{15}$$

$$H_z = \int_{\theta_1}^{\theta_2} d\theta \int_{c_1}^{c_2} dc \int_{z_1}^{z_2} \frac{J \cdot F \cdot (R_c - c)}{4 \cdot \pi \cdot r_1^3} [-x_M \cdot \sin(w + \theta) + v_M \cdot \cos(w + \theta) + r \cdot \sin w - c] \, dz. \tag{16}$$

Integrarea după z și c se poate efectua analitic. Notînd :

$$\alpha = x_M - r \cdot \cos\theta,$$

$$\beta = y_M - r \cdot \sin\theta,$$

$$u = \alpha \cdot \cos(w + \theta) + \sin(w + \theta) \cdot \beta,$$

$$v = \alpha \cdot \sin(w + \theta) - \cos(w + \theta) \cdot \beta, \qquad (17)$$

$$\eta = -x_M \sin(w + \theta) + y_M \cos(w + \theta) + r \cdot \sin w,$$

$$a = R_c + v,$$

$$b = \eta + v,$$

și integrînd după z și c se obține :

$$H_z = \frac{1}{4\pi}\int_{\theta_1}^{\theta_2} J \cdot F \cdot \sin(w + \theta) \cdot \left\{(v + R_c)\ln\frac{c_2 + v + [(c_2+v)^2 + u^2 + (z_M - z_2)^2]^{1/2}}{c_1 + v + [(c_1+v)^2 + u^2 + (z_M - z_2)^2]^{1/2}} \cdot \frac{c_1 + v + [(c_1+v)^2 + u^2 + (z_M - z_1)^2]^{1/2}}{c_2 + v + [(c_2+v)^2 + u^2 + (z_M - z_1)^2]^{1/2}} - [(c_2+v)^2 + u^2 + (z_M - z_2)^2]^{1/2} + [(c_1+v)^2 + u^2 + (z_M - z_2)^2]^{1/2} + [(c_2+v)^2 + u^2 + (z_M - z_1)^2]^{1/2} - [(c_1+v)^2 + u^2 + (z_M - z_1)^2]^{1/2}\right\} d\theta. \qquad (18)$$

Pentru obținerea lui H_y trebuie înlocuit $\sin(W + \theta)$ din expresia lui H_x cu $-\cos(w + \theta)$.

$$H_z = \frac{1}{4\pi}\int_{\theta_1}^{\theta_2} J \cdot F \cdot \left\{(z_2 - z_M)\ln\frac{c_2 + v + [(c_2+v)^2 + u^2 + (z_M - z_2)^2]^{1/2}}{c_1 + v + [(c_1+v)^2 + u^2 + (z_M - z_2)^2]^{1/2}} - (z_1 - z_M)\ln\frac{c_2 + v + [(c_2+v)^2 + u^2 + (z_M - z_1)^2]^{1/2}}{c_1 + v + [(c_1+v)^2 + u^2 + (z_M - z_1)^2]^{1/2}} - \frac{ab - u^2}{u}\left[\operatorname{arctg}\frac{(c_2 + v)(z_M - z_2)}{u[(c_2+v)^2 + u^2 + (z_M - z_2)^2]^{1/2}} - \operatorname{arctg}\frac{(c_1 + v)(z_M - z_2)}{u \cdot [(c_1+v)^2 + u^2 + (z_M - z_2)^2]^{1/2}} - \operatorname{arctg}\frac{(c_2 + v)(z_M - z_1)}{u \cdot [(c_2+v)^2 + u^2 + (z_M - z_1)^2]^{1/2}} + \operatorname{arctg}\frac{(c_1 + v)(z_M - z_1)}{u \cdot [(c_1+v)^2 + u^2 + (z_M - z_1)^2]^{1/2}}\right] + (a+b)\cdot\ln\frac{z_M - z_1 + [(c_2+v)^2 + u^2 + (z_M - z_1)^2]^{1/2}}{z_M - z_1 + [(c_1+v)^2 + u^2 + (z_M - z_1)^2]^{1/2}} \cdot \frac{z_M - z_2 + [(c_1+v)^2 + u^2 + (z_M - z_2)^2]^{1/2}}{z_M - z_2 + [(c_2+v)^2 + u^2 + (z_M - z_2)^2]^{1/2}}\right\} d\theta. \qquad (19)$$

Determinarea valorilor componentelor intensității cîmpului magnetic, din relațiile (18) și (19) se poate face printr-o metodă de integrare numerică.

În funcție de poziția segmentului de bobină analizat în capitolul 2, se disting două situații : segment marginal exterior $c_1 \neq 0$, $c_2 = 0$ și segment interior $c_1 \neq 0$, $c_2 \neq 0$.

În cazul segmentului marginal exterior integrandul din (18) și (19) devine nedeterminat pentru $\theta \to \theta_M$ și de aceea pentru calcularea lui H_x și H_z se trece la limită :

$$(H_{x,z})_M = \lim_{\varepsilon \to 0}\left\{\int_{\theta_1}^{\theta_M - \varepsilon} f(\theta)\, d\theta + \int_{\theta_M + \varepsilon}^{\theta_2} f(\theta)\, d\theta\right\}, \qquad (20)$$

unde, s-a notat cu $f(\theta)$ integrandul.

Calculul se va face astfel pentru toate punctele M de la suprafața interioară și exterioară a segmentului de bobină studiat.

Considerînd $c_1 \neq 0$ și $c_2 \neq 0$ numai punctele aflate pe cele 4 muchii ale bobinei vor fi în situația de mai sus. Orice alte puncte de la suprafața exterioară și de la suprafața interioară a bobinei vor putea fi determinate fără trecerea la limită.

2. Cîmpul în centrul unei bobine circulare

Se consideră o bobină circulară, figura 3, avînd : $r(\theta) = R = \text{const.}$, $c_1 = c$, $c_2 = 0$, $z_1 = -h$, $z_2 = h$, $\theta_1 = 0$, $\theta_2 = 2\pi$ și se caută

intensitatea cîmpului magnetic în puncte de forma $M(0, 0, z_M)$.

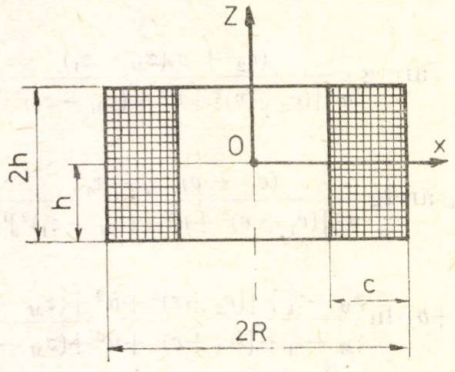


Fig. 3. Bobină circulară.

În cazul analizat, mărimile notate în (17) ajung la o formă simplificată, iar relaţiile pentru H_x şi H_y se pot scrie :

$$H_x = \text{constantă} \cdot \int_0^{2\pi} \cos\theta \cdot d\theta = 0, \quad (21),$$

$$H_y = \text{constantă} \cdot \int_0^{2\pi} \sin\theta \cdot d\theta = 0. \quad (22).$$

Procedînd analog se obţine pentru cîmpul după axa unei bobine circulare :

$$H_z = 1/2 \cdot J \cdot \left\{ (h - z_M) \ln \frac{-R + [R^2 + (z_M - h)^2]^{1/2}}{c - R + [(c - R)^2 + (z_M + h)^2]^{1/2}} + \right.$$

$$\left. + (h + z_M) \ln \frac{-R + [R^2 + (z_M + h)^2]^{1/2}}{c - R + [(c - R)^2 + (z_M + h)^2]^{1/2}} \right. . \quad (23)$$

Considerînd punctul în care se calculează cîmpul aflat la $z_M = 0$ şi făcînd notaţiile :

$$a_1 = R - c, \qquad a_2 = R, \quad (24)$$

$$\alpha = \frac{R}{R - c}, \qquad \beta = \frac{h}{R - c}, \quad (25)$$

se poate scrie H_z sub forma cunoscută în literatură [6, 7] :

$$H_z = J \cdot \beta \cdot a_1 \cdot \ln \frac{\alpha + (\alpha^2 + \beta^2)^{1/2}}{1 + (1 + \beta^2)^{1/2}}. \quad (26)$$

3. Bobină cu formă oarecare a secţiunii străbătute de curent

O bobină plană avînd o secţiune oricît de complicată poate fi aproximată cu un număr finit de segmente corespunzătoare cazului de bază. Efectuînd calculele pentru fiecare segment în parte şi suprapunînd rezultatele (s-a presupus lipsa materialelor feromagnetice în apropiere), se obţine valoarea cîmpului magnetic într-un punct oarecare M.

În figura 4, se prezintă două bobine cu aria secţiunii oarecare şi densitate de curent constantă (fig. 4 a) respectiv variabilă (fig. 4 b).

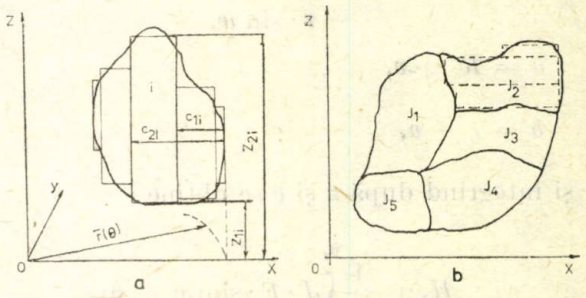


Fig. 4. Bobine cu formă oarecare a secţiunii : a — densitate de curent constantă ; b — densitate de curent variabilă.

Notînd cu $(H_z)_i$, $(H_y)_j$ şi $(H_z)_k$ contribuţiile unui segment cu secţiune dreptunghiulară şi $J = \text{const.}$ la cîmpul total într-un punct M, se poate scrie cîmpul produs de întreaga bobină :

$$(H_x)_M = \sum (H_x)_i ; \quad (H_y)_M = \sum (H_y)_i ; \quad (H_z)_M = \sum H_{z)i}. \quad (27)$$

4. Concluzii

Metoda de calcul prezentată, are un caracter de noutate, relaţiile (18) şi (19) nefiind întîlnite în literatura cunoscută.

Calcularea cîmpului se face fără a utiliza integrale eliptice sau funcţii speciale.

Orice bobină sau cale de curent plană, poate fi aproximată printr-un număr finit de elemente, pentru care este aplicabilă situaţia de la cazul de bază, iar cîmpul total în orice punct va putea fi calculat prin superpoziţie.

Bibliografie

[1] *Brechna, H.* Superconducting magnet systems, Springer Verlag, 1973.
[2] *Walstrom P.L., Lubell M.S.* Calculation of radial magnetic fields for axisymmetric solenoids with rectangular eross section. In : J. Appl. Ph., vol. **44**, 9, Sept 1973.
[3] *Whiston, J.C., Van Rij, W.I.* Magnetic field due to a uniformhy wound, untwisted flat coil rectangular cross section. In : J. Appl. Physics, vol. **47**, No. 7, July, 1976.
[4] *Fântână, N.L.* Asupra calculului magnetic al unei bobine plate, Ses. Comunicări ştiinţifice, Inst. Politehnic „Traian Vuia"-Timişoara, 26—28, oct., 1979.
[5] Manualul inginerului, vol. **1**, Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.
[6] *Montgomery, D.B.* Solenoid magnet design, Wiley, N.Y., 1969.
[7] *Parsch, C.P.* Supraleiter und supraleitende Magnete, Siemens AG, 1975.

CZ 621.317.7.087

CIRCUITE DE C.C.
MULTIPLICATOR HALL

Posibilitatea înregistrării puterii electrice, în circuitele de curent continuu, cu ajutorul înregistratorului E.535.W—M3, prin echiparea acestuia cu un multiplicator Hall

HELER AVRAM, TITIHĂZAN MARIANA*—TIMIŞOARA

1. Înregistratorul E.535.W—M3

Este un înregistrator electronic compensator automat miniatură şi face parte din seria înregistratoarelor electronice miniatură cu o peniţă, tip E—35 fabricate de Întreprinderea de elemente de automatizări (I.E.A.)-Bucureşti. Această serie, cuprinde următoarele tipuri de bază, diferenţiate în funcţie de categoria elementului conectat la intrare: E 035 — pentru termocuplu; E 135 — pentru termorezistenţă cu trei fire; E 535 — pentru semnale tensiune şi E 735— pentru umidometru.

Înregistratorul E 535 W—M3 este pentru semnale tensiune continuă (535), cu diagrama roluită (W) şi semnalizare la depăşirea limitei superioare şi a celei inferioare (M3). Acest înregistrator, se poate lega cu detector ca: pirometrul de radiaţie sau alte surse de semnale tensiune continuă. Dintre caracteristicile acestui tip de înregistrator, precizate de producător [1] reţinem:

— domeniul minim de 5 mV, iar cel maxim de 1000 mV, fiind standardizate: 0—5; 0—8; 0—10; 0—12; 0—15; 0—20; 0—25; 0—30; 0—40; 0—50; 0—60; 0—100; 0—150; 0—250; 0—400; 0—600; 0—1 000 mV;

— rezistenţa interioară, maximum 25 Ω/mV;

— precizia ± 0,5%, iar sensibilitatea 0,1%;

— timpul de răspuns (la un semnal treaptă), maxim 5 secunde pentru toată lăţimea scalei;

— viteza de deplasare a diagramei 20 mm/oră, modificată ulterior la 40 mm/minut;

— lăţimea diagramei şi a scalei — 120 mm.

2. Multiplicatorul Hall

Un asemenea multiplicator este realizat pe baza efectului galvanomagnetic Hall, efect ce constă în modificarea cîmpului electric (respectiv a densităţii de curent) dintr-un metal sau semiconductor, cînd acesta este parcurs de un curent electric de conducţie (deci supus unui cîmp electric) şi este aşezat transversal într-un cîmp magnetic [2].

Cu ocazia altor lucrări [2, 3, 4] a fost tratată în detaliu problema multiplicatorului Hall, a cărui schemă electrică este reprezentată în figura 1. Tensiunea măsurată de milivoltmetru mV, are [2] expresia:

$$U_H = KI_cB, \tag{1}$$

unde s-a notat:

U_H — tensiunea Hall, în V;

K — sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall, în m^2/As;

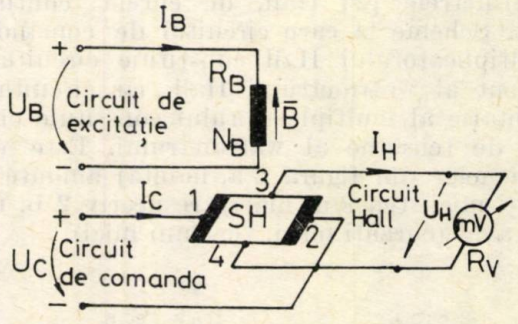


Fig. 1. Schema electrică a multiplicatorului Hall.

I_c — curentul de comandă, în A;

B — inducţia magnetică în care se află sonda Hall (SH), în T.

Un multiplicator Hall este constituit din două părţi:

— sistemul electric, ce cuprinde plăcuţa semiconductoare (SH), prevăzută cu electrozii de comandă 1,2 şi electrozii Hall 3,4. Prin intermediul electrozilor de comandă se alimentează cu tensiunea U_c circuitul de comandă, stabilindu-se în acesta un curent de intensitate I_c, numit curent de comandă;

— sistemul magnetic, cuprinzînd un circuit magnetic prevăzut cu un întrefier δ în care, amperspirele circuitului de excitaţie I_BN_B (alimentate cu tensiunea U_B) crează un cîmp magnetic de inducţie B. În acest cîmp magnetic se află introdusă sonda Hall (SH).

Tensiunea Hall ce apare între electrozii Hall este măsurată de milivoltmetru mV (de rezistenţă interioară R_v), prin intermediul circuitului Hall.

Din relaţia 1 se vede caracterul de multiplicator al dispozitivului reprezentat în figura 1, deoarece tensiunea Hall, este o măsură a produsului dintre două mărimi I_c şi B (una electrică şi una magnetică).

* Dr. ing. *Heler, A.* şi *Titihăzan, M.* sînt cadre didactice la Institutul politehnic-Timişoara.

Influența temperaturii, coeficientul de redresare, randamentul și alte date caracteristice ale multiplicatorului Hall sînt prezentate în literatura de specialitate [2].

3. Posibilitatea măsurării puterii electrice în circuitele de curent continuu, folosind multiplicatorul Hall

Din expresia tensiunii Hall: $U_H = KI_cB$, rezultă că prin măsurarea tensiunii Hall, se poate măsura puterea electrică dintr-un circuit de curent continuu, dacă una din mărimi I_c sau B, va fi făcută proporțional cu curentul I, iar cealaltă B, respectiv I_c, cu tensiunea U_b a consumatorului de rezistență R, a cărui putere urmează să fie măsurată. Există deci posibilitatea folosirii multiplicatorului Hall la realizarea unor wattmetre de curent continuu.

Se pot realiza două tipuri de scheme pentru wattmetrele [2] Hall, de curent continuu:

a. Scheme la care circuitul de comandă al multiplicatorului Hall constituie circuitul de curent al wattmetrului Hall, iar circuitul de excitație al multiplicatorului constituie circuitul de tensiune al wattmetrului. Este cazul schemelor din figura 2 a, montaj amonte (curenți mici, tensiuni mari), respectiv 2 b, montaj aval (curenți mari, tensiuni mici).

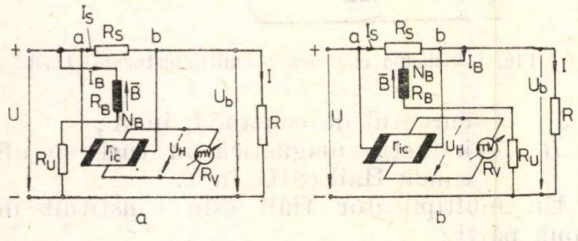


Fig. 2. Scheme de wattmetre Hall, avînd ca circuit de curent, circuitul de comandă al multiplicatorului Hall: *a* — montaj amonte; *b* — montaj aval.

b. Scheme la care circuitul de comandă al multiplicatorului Hall constituie circuitul de tensiune al wattmetrului Hall iar circuitul de excitație al multiplicatorului constituie circuitul de curent al wattmetrului. Este cazul schemelor din figura 3 a, montaj amonte, respectiv 3 b montaj aval.

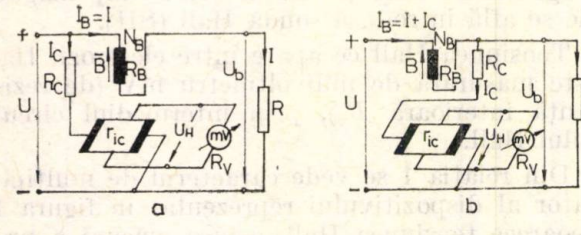


Fig. 3. Scheme de wattmetre Hall, avînd ca circuit de curent, circuitul de excitație al multiplicatorului Hall: *a* — montaj amonte; *b* — montaj aval.

În figurile 2 și 3 s-a notat prin:

U_b, I — tensiunea, respectiv curentul, consumatorului de rezistență R;

R_s — rezistența șunt, cu ajutorul căreia se asigură proporționalitatea dintre I_c și I (și modificarea domeniului de măsură în curent);

R_c — rezistența adițională, în serie cu sonda Hall (circuit de comandă) de rezistență interioară r_{ic}, necesară modificării domeniului de măsură (tensiune);

R_u — rezistența adițională, în circuitul de excitație, necesară modificării domeniului de măsură (tensiune);

R_B — rezistența înfășurării de excitație.

La orice schemă pentru realizarea wattmetrelor Hall, este necesar ca circuitul magnetic al multiplicatorului Hall folosit, să posede o caracteristică magnetică liniară, adică să se poată scrie:

$$B = K_N \cdot N_B I_B, \tag{2}$$

unde,

$K_N = \frac{\mu_0}{\delta}$ (neglijîndu-se reluctanța circuitului magnetic din fier), o constantă de proporționalitate;

μ_0 — permeabilitatea magnetică a aerului;

δ — întrefierul în care se află sonda Hall.

Pe baza relațiilor (1) și (2), pentru schemele din figurile 2 și 3, se pot scrie următoarele expresii ale tensiunii Hall.

a. Schema din figura 2 a:

$$U_H = K_p\{U_bI + R_{ab}I^2\} = K_p\{P + I^2R_{ab}\}$$

$$\text{unde } K_p = \frac{K\,R_s}{R_s + r_{ic}} \cdot \frac{K_N N_B}{R_B + R_u}, \tag{3}$$

unde,

R_{ab} este rezistența echivalentă între punctele a și b, adică a celor două rezistențe (R și r_{ic}) legate în paralel.

Eroarea absolută de metodă este I^2R_{ab}, adică egală cu puterea consumată în circuitul de curent al wattmetrului Hall.

b. Schema din figura 2 b:

$$U_H = K_p\{U_bI + U_bI_B\} = K_p\{P + U_bI_B\}, \tag{4}$$

unde K_p are expresia dată de (3), iar eroarea absolută de metodă este U_bI_B, adică puterea consumată în circuitul de tensiune al wattmetrului Hall.

c. Schema din figura 3 a:

$$U_H = K_p\{U_bI + I_B^2R_B\} = K_p\{P + I^2R_B\}, \tag{5}$$

unde:

$$K_p = \frac{K \cdot K_N N_B}{R_c + r_{ic}}.$$

Eroarea absolută de metodă este I^2R_B, adică puterea consumată în circuitul de curent al wattmetrului Hall :

d. Schema din figura 3 b :

$$U_H = K_p\{U_bI + U_bI_c\} = K_p\{P + U_bI_c\}, \quad (6)$$

unde K_p are expresia dată de (5), iar eroarea absolută de metodă este U_bI_c, adică puterea consumată în circuitul de tensiune al wattmetrului Hall.

Pentru măsurarea unor puteri mici (sub 1 watt) nu se pot folosi schemele de wattmetre Hall prezentate mai sus, deoarece consumul propriu al circuitelor de tensiune, respectiv de curent, ale acestor wattmetre este comparabil cu puterea de măsurat ceea ce conduce la o eroare relativă de 100% și chiar mai mult (3, 4, 5 și 6). Pentru a elimina acest neajuns, au fost concepute, realizate și experimentate [2, 4] scheme de wattmetre Hall pentru curent continuu, la care erorile de metodă sînt nule.

La asemenea scheme (fig. 4), pe miezul circuitului magnetic de excitație se află două bobine cu N_B, respectiv N_s spire, astfel conectate încît inducția magnetică B, din întrefierul în care se află sonda Hall să fie o inducție rezultantă și anume diferența a două inducții :

$$B = B_B - B_s, \quad (7)$$

unde,

B_B este inducția produsă de înfășurarea de excitație cu N_B spire, parcursă de curentul de intensitate I_B.

B_s, cea produsă de înfășurarea suplimentară B_s, străbătută de curentul de intensitate I_c (fig. 4 b) sau I_s, care este proporțional cu I_c (fig. 4 a).

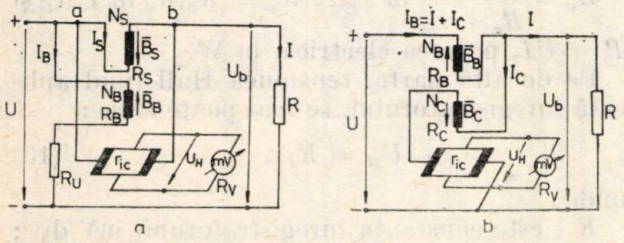


Fig. 4. Scheme de wattmetre Hall, fără erori de metodă : *a* — montaj amonte ; *b* — montaj aval.

În aceste condiții și presupunînd caracteristica magnetică liniară se obțin, pentru tensiunea Hall măsurată, expresiile :

a. Schema din figura 4 a :

$$U_H = K_pU_bI + K_II^2\left\{\frac{N_B}{R_B + R_u} - \frac{N_s}{R_S}\right\}, \quad (8)$$

unde :

$$K_p = \frac{KK_NN_BR_s}{(R_B + R_U)(R_S + R_c + r_{ic})}$$

$$\text{și } K_I = \frac{KK_NR_sR_{ab}}{R_s + R_c + r_{ic}}.$$

Dacă prin construcție, se asigură ca :

$$\frac{N_B}{R_B + R_u} = \frac{N_s}{R_s}, \quad (9)$$

atunci $U_H = K_pU_bI = K_p \cdot P$, deci erorile de metodă sînt nule.

b. Schema din figura 4 b :

$$U_H = K_p \cdot U_bI + K_uU_bI_c\{N_B - N_c\}, \quad (10)$$

unde :

$$K_p = \frac{KK_NN_B}{R_c + r_{ic}} \text{ și } K_u = \frac{KK_N}{R_c + r_{ic}}.$$

Dacă prin construcție se asigură ca $N_B = N_c$, atunci $U_H = K_pU_bI = K_pP$, adică erorile de metodă sînt nule.

Din cele de mai sus rezultă că tensiunea Hall U_H (o tensiune continuă), poate fi o măsură a puterii $P = U_bI$, consumată în circuitele de curent continuu.

Multiplicatorul Hall, folosit în schemele prezentate mai sus, fiind o sursă de semnal tensiune continuă, poate constitui un detector pentru un înregistrator tip E 535.

4. Rezultate experimentale

a. Sonda Hall. A fost confecționată (în laboratorul catedrei de Bazele electrotehnicii) din germaniu cu rezistivitatea $\rho = 3 \times 10^{-3}$ Ωm. Dimensiunile plăcuței semiconductoare sînt $5 \times 2{,}2 \times 0{,}3$ mm, iar rezistențele interioare $r_{ic} = 20{,}65$ Ω (circuitul de comandă) respectiv $r_{ih} = 15{,}7$ Ω (circuitul Hall). Etalonarea sondei s-a făcut cu ajutorul unui electromagnet Weiss, inducția magnetică B măsurîndu-se cu un teslametru Hall (Metra). S-a obținut, sensibilitatea în sarcină, $K_H = 33$ V/AT, pentru inducții magnetice cuprinse între 0 și 1 T.

b. Circuitul magnetic al multiplicatorului Hall realizat, este din tole silicioase ($E + I$), cu înfășurarea de excitație pe coloana din mijloc, care are secțiunea $12 \times 7{,}8$ mm². Întrefierul $\delta = 0{,}7$ mm este prevăzut în coloana de mijloc (miezul circuitului magnetic). Pe miez se află două bobine de excitație, (pentru două domenii ale lui I_B) una cu $N_{B1} = 120$ spire din sîrmă de cupru emailat de diametru $d_1 = 1{,}5$ mm și avînd rezistența $R_{B1} = 0{,}309$ Ω, iar cea de a doua cu $N_{B2} = 30$ spire din același tip de sîrmă, dar cu $d_2 = 0{,}8$ mm și $R_{B2} = 0{,}044$ Ω.

c. Constanta multiplicatorului Hall realizat. Din (1) și (2) rezultă :

$$U_H = K_HK_N \cdot N_BI_cI_B = K_MI_cI_B, \quad (11)$$

unde $K_M = K_HK_NN_B$, este constanta multiplicatorului Hall, în Ω/A.

În figura 5 sînt reprezentate dependențele $U_H = f(I_B)$, cu I_c ca parametru (fig. 5 a), respectiv $U_H = f(I_c)$ cu I_B ca parametru. Aceste

dependențe au fost obținute experimental, folosindu-se montajul din fig. 6, alimentînd bobina cu $N_{B2} = 30$ spire. Tensiunea Hall a fost măsurată cu un milivoltmetru, tip Normatest digital, clasă 0,1.

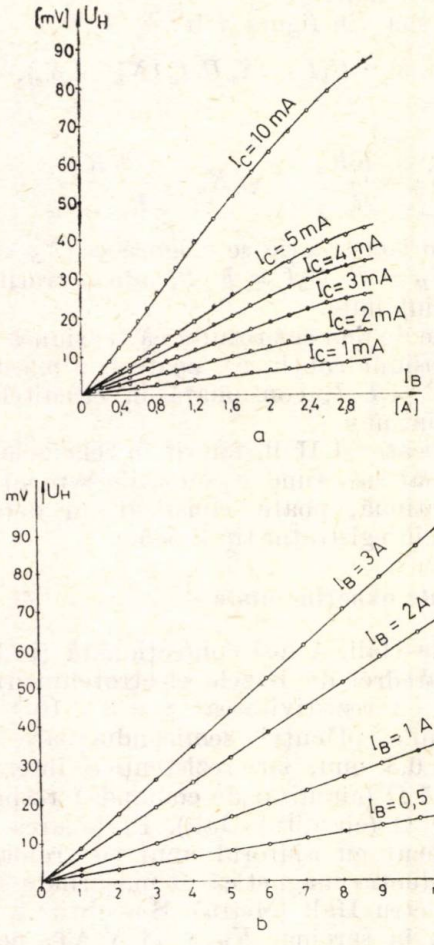


Fig. 5 a. Dependența $U_H = f(I_B)$ la I_c = constant; b — dependența $U_H = f(I_c)$ la I_B = constant.

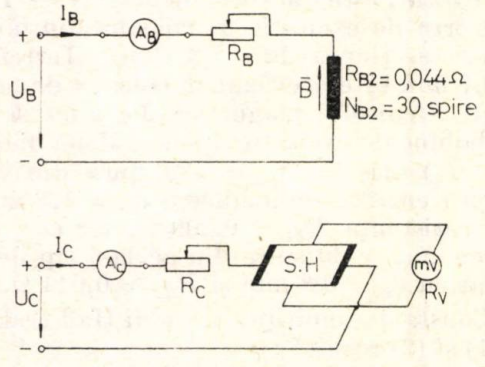


Fig. 6. Schema electrică pentru determinarea dependențelor $U_H = f(I_B)$ la I_c = constant și $U_H = f(I_c)$ la I_B = constant.

Din graficele prezentate în figurile 5 a și 5 b rezultă următoarele :

— curentul I_B, la multiplicatorul realizat folosind $N_{B2} = 30$ spire, trebuie să fie mai mic decît 2A, deci amperspirele de excitație sub 60 Asp, căci peste aceste valori, dependența $U_H = f(I_B)$ la I_c = const., nu mai este o dreaptă (fig. 5 a), deci nu mai este satisfăcută condiția impusă prin (2). Aceasta se datorește atît saturației magnetice, cît și influenței inducției asupra constantei Hall [2] și a rezistențelor interioare r_{ic} și r_{iH};

— I_c, fiind limitat la maximum 10 mA, (plăcuță din Germaniu) pe considerente de încălzire, rezultă că utilizînd acest multiplicator, se pot obține tensiuni Hall pînă la circa 65 mV, putîndu-se deci folosi cu succes un înregistrator cu domeniu standardizat : 0—60 mV;

— constanta multiplicatorului Hall, K_M este într-adevăr o constantă, căci dependențele $U_H = f(I_B)$ pentru $I_B \leqslant 2$A și $U_H = f(I_c)$, sînt niște drepte, rezultînd ca valoare medie, $K_{M\,mediu} = 3{,}25\ \Omega/\text{A}$.

d. Înregistrări efectuate. Laboratorul catedrei dispune de un înregistrator E 535 W—M3, cu domeniul standardizat de : 0—10 mV, ca urmare a fost nevoie de tensiuni Hall sub 10 mV, ceea ce înseamnă la $I_c = I_{c\,max} = 10$ mA, un $I_B < 0{,}3$ A, respectiv la un $I_B = I_{B\,max} = 2$A (dacă se folosește excitația cu $N_{B2} = 30$ spire) un $I_c < 1{,}5$ mA. S-a realizat o schemă electrică ca cea din figura 3 a, înlocuindu-se milivoltmetrul mV, ce măsoară tensiunea Hall, cu înregistratorul E 535 W—M3. Pe baza schemei din figura 3 a, se poate scrie :

$$I_c = K_c U\,;\ I_B = I \text{ rezultînd}$$

$$U_H = K_M I_c I_B = K_M K_c U I = K_p \cdot P, \quad (12)$$

unde :

$K_c = \dfrac{1}{R_c + r_{ic}}$ în $1/\Omega$; $K_p = K_M K_c$ în $1/\text{A}$, și $P = UI$, puterea electrică, în W.

Pe de altă parte, tensiunea Hall fiind aplicată înregistratorului, se mai poate scrie :

$$U_H = K_i \alpha, \quad (13)$$

unde :

K_i este constanta înregistratorului mV/div;

α — numărul de diviziuni de pe hîrtia înregistratoare.

Din (12) și (13) rezultă :

$$P = \frac{K_i}{K_p}\,\alpha = K_w \cdot \alpha, \quad (14)$$

unde :

$$K_w = \frac{K_i}{K_p} \text{ în W/div.}$$

S-au făcut înregistrări pentru puteri consumate la diferite tensiuni și curenți. Domeniul de tensiune s-a modificat prin modificarea valorii rezistenței R_c, din schema reprezentată în figura 3 a, iar cel de curent, prin schimbarea

înfăşurării de excitaţie (folosind $N_{B1} = 120$ spire la curenţi mici şi $N_{B2} = 30$ spire pentru cazul curenţilor mai mari). Domeniul de curent al multiplicatorului (wattmetrului Hall) se poate mări şi mai mult printr-o rezistenţă şunt, în paralel cu înfăşurarea de excitaţie cu $N_{B2} = 30$ spire.

Figura 7 a reprezintă înregistrarea puterii cuprinse între 0 şi 400 W, folosind excitaţia cu

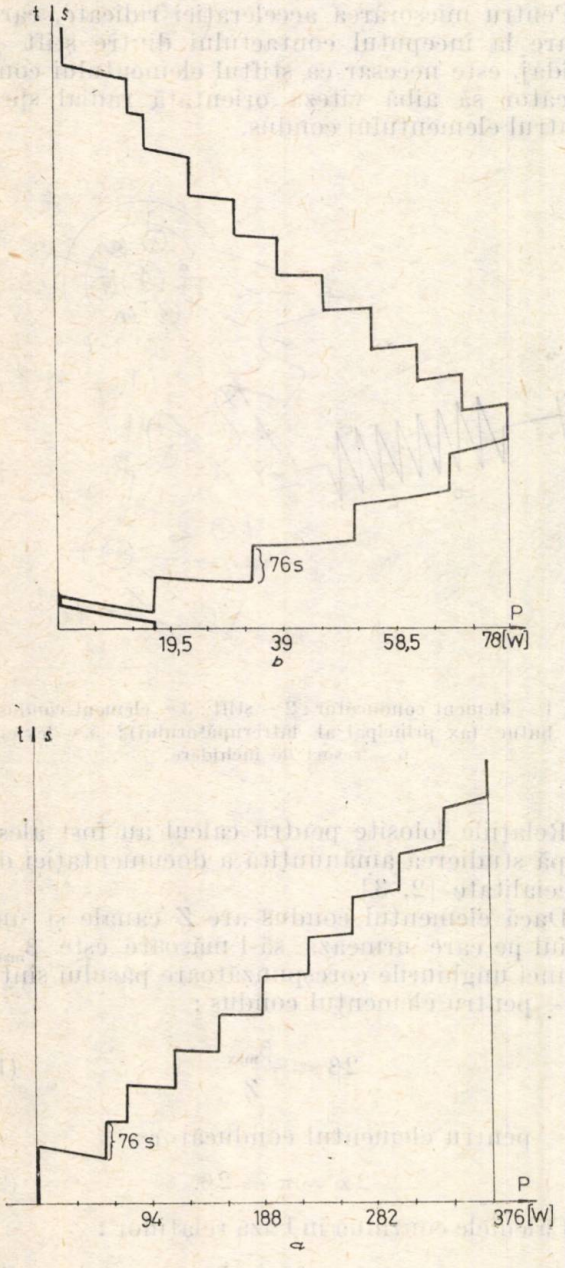


Fig. 7. Copii de pe diagrame de înregistrare: *a* — puteri cuprinse între 0—400 W; *b* — puteri cuprinse între 0—78 W.

$N_{B2} = 30$ spire. A rezultat un mediu $K_{w\,mediu} = 3{,}757$ W/div. Rezultatul înregistrării unor puteri mai mici, folosind $N_{B1} = 120$ spire, este prezentat în figura 7 b, pentru care s-a obţinut un $K_{w\,mediu} = 0{,}783$ W/div.

5. Concluzii

a. Cu înregistratorul electronic compensator automat miniatură, tip E 535, echipat cu un multiplicator Hall, se poate înregistra puterea electrică $P = UI$, consumată într-un circuit de curent continuu.

b. Dimensiunile geometrice ale multiplicatorului Hall sînt reduse, pentru cel realizat de autori fiind 35/50/50 mm³, ca urmare nu necesită mărirea dimensiunilor de gabarit pentru înregistratorul realizat în prezent.

c. Multiplicatorul Hall nu are părţi componente în mişcare, avînd o durată de funcţionare nelimitată, nu constituie o sursă de vibraţii sau deranjamente specifice elementelor în mişcare.

d. Precizia înregistrării puterii electrice este precizia de înregistrare a tensiunii Hall, deci a înregistratorului folosit. În ceea ce priveşte sensibilitatea, aceasta este mai mare dacă se folosesc înregistratoare cu domeniu standardizat corespunzător tensiunii Hall maxime ce se poate obţine la puterea dată. Sonde Hall, tip Siemens, din InAs, asigură tensiuni Hall pînă la $U_H = 400$ mV, putîndu-se deci folosi înregistratoare cu domenii standardizate de 0—400 mV.

e. Prin echiparea înregistratorului cu un multiplicator Hall autorii consideră că se lărgeşte considerabil domeniul de utilizare a înregistratorului, atît prin înregistrarea puterii electrice din circuitul de curent continuu (realizînd multiplicatoare după una din schemele reprezentate în figurile 2, 3 şi 4, funcţie de parametrii circuitului), cît şi prin înregistrarea produsului a două mărimi oarecare (electrice, magnetice sau neelectrice), dacă, în prealabil, acestea sînt făcute proporţionale cu I_c respectiv I_B (sau B).

f. Autorii consideră că prezenta lucrare completează metodele de înregistrare a puterilor electrice în circuitele de curent continuu, prezentînd interes în contextul actual al preocupărilor majore privind economisirea energiei electrice.

Bibliografie

[1] Înregistrator electronic compensator automat miniatură. Manual de instrucţiuni MIC 321, 322, produsul E 35. ELR 35 — cartea tehnică a aparatului. FEA-Bucureşti.

[2] *Heler, A.* Contribuţii teoretice şi experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat. Institutul politehnic-Timişoara, 1966.

[3] *Heler A.* Wattmetru Hall de curent continuu şi erorile lor de metodă. In: Metrologia Aplicată, vol. **13**, nr. 5/1966.

[4] *Heler, A.* Wattmetre Hall de curent continuu fără erori de metodă. In: Electrotehnica, Bucureşti, vol. **14**, nr. 11/1966.

CZ 621.316.5 : 621 – 23

MECANISM ACȚIONARE ÎNTRERUPĂTOARE

Mecanism sistem „Cruce de Malta" aplicat la dispozitivul de acționare a întrerupătoarelor de înaltă tensiune

RADU CHELARU și BERCU HERȘCOVICI* — CRAIOVA

1. Justificarea temei și analiza critică

Se cunoaște o mare varietate de dispozitive de acționare a întrerupătoarelor de înaltă tensiune, toate avînd însă în componența lor sisteme de roți dințate, transmisii prin lanțuri și curele trapezoidale pentru transmiterea mișcării de la sursa de energie la resortul de închidere a întrerupătorului, ce presupun o prelucrare îngrijită, tratamente termice, materiale speciale și a căror fiabilitate este dependentă de mulți factori de material și tehnologici. Toate aceste dispozitive sînt complicate și au gabarite mari.

Este cunoscut sistemul clasic de transmisie intermitentă a mișcării de rotație, tip „Cruce de Malta", însă nu se cunoaște nici un precedent care în ansamblul mecanismului de acționare de la întrerupătoare, să-l folosească.

Sistemul „Cruce de Malta" [2], este simplu, fiabil, comportă un număr redus de piese, lucrează într-un singur plan, are gabarit redus.

Avînd în vedere toate acestea, autorii au considerat să propună aplicarea mecanismului „Cruce de Malta", în cadrul unui proiect [1] pentru întrerupătorul de la o celulă antigrizutoasă de medie tensiune.

2. Descriere și elemente de calcul

Pentru tensionarea resortului de înmagazinare a energiei necesare la închiderea întrerupătoarelor de înaltă tensiune, se procedează la aplicarea unui cuplu de rotație asupra unui butuc (ax principal al întrerupătorului) ce face corp comun cu un levier de care este prins acest resort.

De axul principal al întrerupătorului este rigid legat elementul condus al sistemului „Cruce de Malta".

Acesta este acroșat pas cu pas de către elementul conducător, a cărui mișcare de rotație va avea ca efect tensionarea resortului de închidere.

Acroșajul este unidirecțional; detensionarea resortului de închidere (închiderea întrerupătorului), are loc cu revenirea la poziția inițială a elementului condus, moment din care se poate da o nouă comandă de armare (tensionare).

Pentru micșorarea accelerației ridicate, care apare la începutul contactului dintre știft și ghidaj, este necesar ca știftul elementului conducător să aibă viteza orientată radial spre centrul elementului condus.

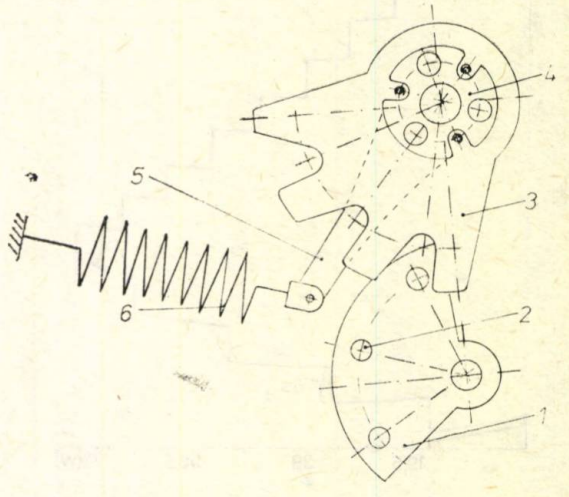


Fig. 1 — element conducător : 2 — știft ; 3 — element condus ; 4 — butuc (ax principal al întrerupătorului) ; 5 — levier ; 6 — resort de închidere.

Relațiile folosite pentru calcul au fost alese după studierea amănunțită a documentației de specialitate [2, 3].

Dacă elementul condus are Z canale și unghiul pe care urmează să-l măsoare este β_{max}, atunci unghiurile corespunzătoare pasului sînt :

— pentru elementul condus :

$$2\beta = \frac{\beta_{max}}{Z} \tag{1}$$

— pentru elementul conducător :

$$2\alpha = \pi - 2\beta. \tag{2}$$

Calculele continuă în baza relațiilor :

$$r_1 = a \sin \beta, \tag{3}$$

$$r_2 = a - r_1, \tag{4}$$

$$\omega_2 = \omega_1 \cdot \frac{(a \cos \alpha - r_1) \cdot r_1}{a^2 - 2a r_1 \cos \alpha + r_1^2}, \tag{5}$$

$$\varepsilon_2 = -\omega_1^2 \cdot a \cdot r_1 \cdot \sin \alpha \frac{a^2 - r_1^2}{(a^2 - 2ar_1 \cos \alpha + r_1^2)^2}, \tag{6}$$

* Ing. *Chelaru, R.* — absolvent al Fac. de electrotehnică, Universitatea-Craiova ; dr. ing. *Herșcovici, B.* — profesor la Universitatea din Craiova.

în care :

r_1 este raza cercului descris de ştift ;

r_2 — raza cercului minim la care ajunge centrul ştiftului la adîncimea maximă a canalelor ;

a — distanţa dintre axele articulaţiilor celor două elemente ;

ω_1 — viteza unghiulară a elementului conducător ;

ω_2 — viteza unghiulară a elementului condus ;

ε_2 — acceleraţia unghiulară a elementului condus.

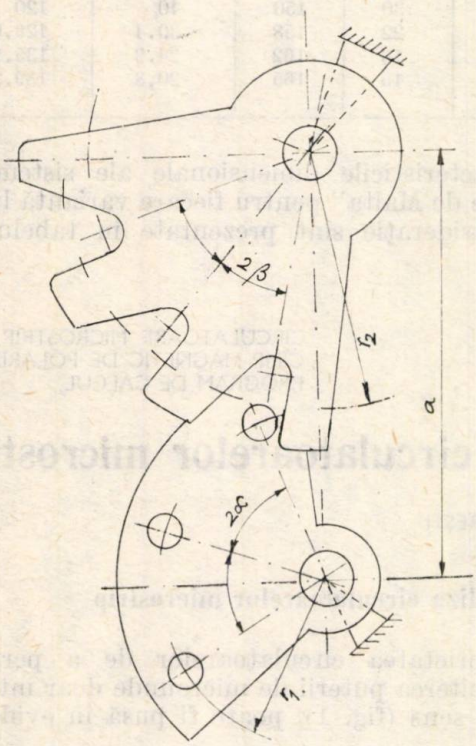


Fig. 2. a — distanţa dintre articulaţiile elementului condus şi conducător ; r_1 — raza cercului descris de ştift ; r_2 — raza cercului minim la care ajunge centrul ştiftului la adîncimea maximă a canalelor ; 2β — pasul unghiular între două canale ale elementului condus ; 2α — pasul unghiular între două ştifturi ale elementului conducător.

Datorită acceleraţiilor mari care apar se produc şocuri ce trebuie evitate.

Se observă că acceleraţia unghiulară este dependentă de numărul de canale ale elementului condus care are influenţă asupra tuturor parametrilor sistemului, în condiţii impuse privind distanţa dintre axe, unghiul pe care urmează să fie deplasat elementul condus şi viteza unghiulară a elementului conducător.

Pentru o bună funcţionare se impune un calcul laborios, cu luarea în considerare a unui număr mare de variante de realizare constructivă a sistemului „Cruce de Malta", şi alegerea aceleia în care se obţin acceleraţii minime, pentru diminuarea la maximum posibil a şocurilor.

Ţinînd seama de acestea s-a apelat la ajutorul calculatorului electronic cifric, obţinîndu-se rezultate foarte exacte.

Prin acest program se calculează toţi parametrii tehnici ai sistemului „Cruce de Malta". Calculul se face în diverse situaţii constructive privind numărul Z de canale ale elementului condus utilizînd un pas $\Delta z = 1$ şi pentru toate poziţiile succesive ale acestuia în procesul de tensionare a resortului de închidere al întrerupătorului, utilizînd un pas $\Delta\alpha = 5°$.

Programul elaborat de autori are avantajul că realizează afişarea tuturor variantelor calculate, că şi o alegere automată a celor mai bune soluţii, prin compararea rezultatelor obţinute.

Tabelul 1

Nr. crt.	Parametrii tehnici	Unitatea de măsură	Valoarea
1	Unghiul pe care se doreşte deplasarea elementului condus	grade	90
2	Distanţa dintre axele articulaţiilor elementelor conducător şi condus	mm	160
3	Viteza unghiulară a elementului conducător	rad/s	0,5

Programul din lucrare se poate extinde şi la alte sisteme „Cruce de Malta", ce vor funcţiona în diverse condiţii preimpuse.

Calculul dezvoltat în lucrare, porneşte de la datele iniţiale prezentate în tabelul 1.

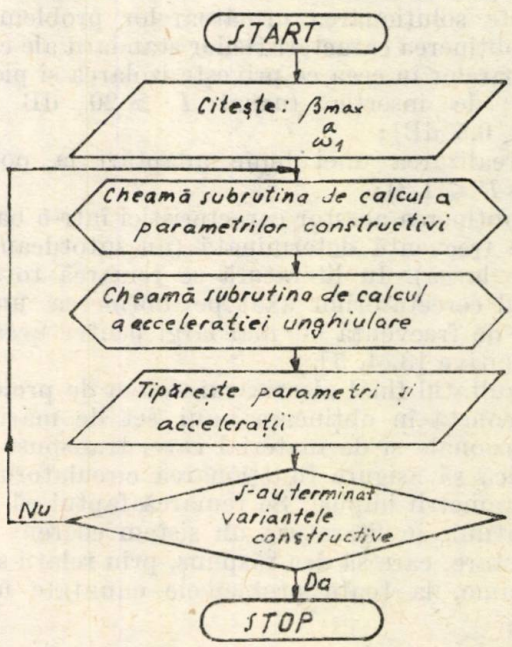


Fig. 3. Schema logică a programului de calcul.

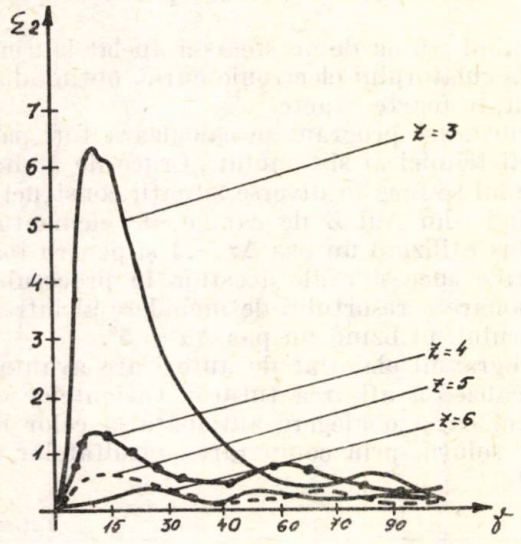


Fig. 4. ε_2 — accelerația unghiulară a elementului condus; z — numărul de canale al elementului condus; γ — unghiul măsurat de elementul condus la un moment dat în timpul cursei de tensionare a resortului de închidere.

Schema logică a programului de calcul utilizat se prezintă în figura 3.

3. Rezultate obținute

În figura 4 sînt redate curbele obținute pentru accelerația unghiulară $\varepsilon 2$ în funcție de unghiul γ și numărul de canale Z.

Tabelul 2

z	2β	2α	r_1	r_2
3	30	150	40	120
4	22	158	30,4	129,6
5	18	162	24,9	135,1
6	15	165	20,8	139,2

Caracteristicile dimensionale ale sistemului „Cruce de Malta" pentru fiecare variantă luată în considerație sînt prezentate în tabelul 2.

CZ 621.3.013

CIRCULATOARE MICROSTRIP
CÎMP MAGNETIC DE POLARIZARE
PROGRAM DE CALCUL

Proiectarea asistată de calculator a circulatoarelor microstrip

GHEORGHE SAJIN* — BUCUREȘTI

Introducere

Proiectarea circulatoarelor de microunde urmărește soluționarea următoarelor probleme:

— obținerea caracteristicilor standard ale circulatoarelor în ceea ce privește izolarea și pierderile de inserție (uzual $I \cdot \geqslant 20$ dB și $P.I. < 0{,}5$ dB);

— realizarea unei bune adaptări la porți ($VSWR \leqslant 1{,}3$);

— obținerea acestor caracteristici într-o bandă de frecvență determinată (nu întotdeauna foarte largă). În literatură se remarcă totuși efortul cercetătorilor axat pe obținerea unor benzi de frecvență cît mai largi pentru aceste dispozitive [3, 4, 5].

Rezultatul final al oricărui sistem de proiectare constă în obținerea unui set de mărimi dimensionale și de material care, transpuse în practică să asigure funcționarea circulatorului la parametrii impuși. Se remarcă faptul că nu s-a întîlnit în literatură un sistem coerent de proiectare, care să dea răspuns, prin relații sau diagrame, la toate problemele enunțate mai sus.

1. Analiza circulatoarelor microstrip

Proprietatea circulatoarelor de a permite transmiterea puterii de microunde doar într-un singur sens (fig. 1), poate fi pusă în evidență

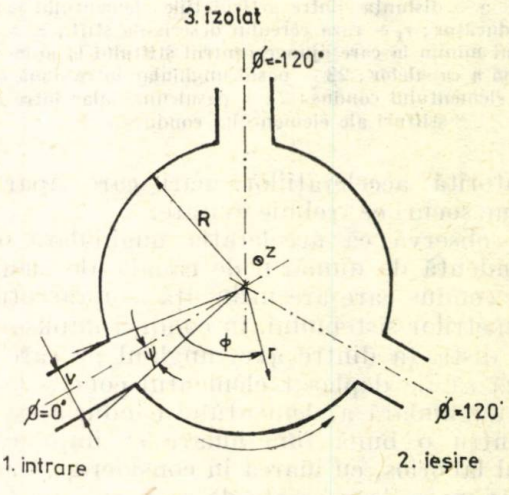


Fig. 1. Structura circulatorului microstrip, cu principalele dimensiuni constructive.

* Ing. *Sajin, Gh.* este cercetător științific la ICCE-București.

prin intermediul matricei de repartiţie a triportului [3].

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

unde elementele S_{ij} ale matricei se exprimă, în funcţie de dimensiunile fizice ale joncţiunii, de parametrii feritei şi de cîmpul magnetic de polarizare [3], prin relaţiile următoare :

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 1 + \frac{Z_d(C_1^2 - C_2C_3)}{D}, \quad (2)$$

$$S_{12} = S_{23} = S_{31} = \frac{Z_d(C_2^2 - C_1C_3)}{D}, \quad (3)$$

$$S_{21} = S_{32} = S_{13} = \frac{Z_d(C_3^2 - C_1C_2)}{D}, \quad (4)$$

$$D = jZ_{eff}(C_1^3 + C_2^3 + C_3^3 - 3C_1C_2C_3), \quad (5)$$

în relaţiile de mai sus :

$$C_1 = \frac{\psi J_0(SR)}{2J_0'(SR)} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^2 n\psi}{n^2\psi} \cdot \frac{J_n(SR) \cdot J_n'(SR)}{D_n}, \quad (6)$$

$$C_2 = \frac{\psi J_0(SR)}{2J_0'(SR)} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^2 n\psi}{n^2\psi} \cdot \frac{P_n + jQ_n}{D_n}, \quad (7)$$

$$C_3 = \frac{\psi J_0(SR)}{2J_0'(SR)} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^2 n\psi}{n^2\psi} \cdot \frac{P_n - jQ_n}{D_n}, \quad (8)$$

$$D_n = (J_n'(SR))^2 - \left(\frac{1}{SR} \cdot \frac{K}{\mu} \cdot n\right)^2 \cdot (J_n(SR))^2, \quad (9)$$

$$P_n = (J_n'(SR)) \cdot (J_n(SR)) \cdot \cos(2n\,\pi/3), \quad (10)$$

$$Q_n = \left(\frac{1}{SR} \cdot \frac{K}{\mu} \cdot n\right)(J_n(SR))^2 \sin(2n\,\pi/3). \quad (11)$$

În expresiile (6)—(11) au fost făcute următoarele notaţii :

$J_n(SR)$ — funcţia Bessel de prima speţă, ordinul n ;

$J_n'(SR)$ — derivata funcţiei Bessel de prima speţă, ordinul n, în raport cu argumentul ei ;

S = constanta de propagare radială în discul de ferită magnetizată :

$$S = \frac{\omega_c}{c} \sqrt{\mu_{eff} \cdot \varepsilon_f}\,; \quad (12)$$

c — viteza luminii în vid : ($c = 2{,}998 \cdot 10^8$ m/s) ;

Z_d — impedanţa de undă intrinsecă a substratului ce înconjură discul de ferită :

$$Z_d = \frac{120\,\pi}{\sqrt{\varepsilon_d}}\,; \quad (13)$$

Z_{eff} — impedanţa de undă intrinsecă a discului de ferită magnetizată :

$$Z_{eff} = \frac{120\,\pi}{\sqrt{\varepsilon_d}} \sqrt{\mu_{eff}}\,; \quad (14)$$

R — raza discului de ferită ;

ψ — jumătatea unghiului subîntins de liniile de transmisiune ce converg în discul rezonator (vezi fig. 1) ;

Z_0 — impedanţa caracteristică a sistemului de microunde utilizat (în cele mai multe cazuri $Z_0 = 50$ ohmi) ;

ε_f ; ε_d — constantele dielectrice ale feritei şi respectiv substratului microstrip utilizat.

Elementele μ şi K ce intervin în expresiile lui C_1, C_2, C_3 sînt componente ale tensorului permeabilitate magnetică (tensorul Polder) ce caracterizează ferita la frecvenţe foarte înalte [9] :

$$\bar{\mu} = \begin{bmatrix} \mu & -jK & 0 \\ jK & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mu_0, \quad (15)$$

$$\mu_{eff} = \frac{\mu^2 - K^2}{\mu}. \quad (16)$$

În cazul unei circulări perfecte, cu toate porţile adaptate, elementele matricei de repartiţie vor trebui să îndeplinească condiţiile :

$S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0$ — de izolare infinită ;

$S_{21} = S_{32} = S_{13} = 1$ — de pierderi nule în circulator ;

$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ — de adaptare a porţii de intrare la circuitul exterior.

Se menţionează că, din punct de vedere matematic, condiţiile asupra parametrilor S sînt îndeplinite la o singură frecvenţă f_c. În practică, se admite o anumită deteriorare a acestor parametri de la valoarea ideală. Se defineşte astfel o bandă de frecvenţe la care abaterea acestor parametri este sub o anumită limită. În majoritatea cazurilor practice limitele benzii sînt dictate de parametrii : izolare $I \cdot \geqslant 20$ dB, pierderi de inserţie $P.I. < 0{,}5$ dB şi $VSWR \leqslant 1{,}3$. În literatura de specialitate se indică, ca punct de plecare în proiectare, condiţia de izolare infinită $S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0$. Se observă, din relaţia (3), că această condiţie echivalează cu a scrie ;

$$C_2^2 = C_1C_3. \quad (17)$$

Relația (17) este numită *condiție de circulare.*

Avînd în vedere că mărimile C_1, C_2 și C_3 sînt complexe, convenind să se noteze : $P = Re(C_1)$, $Q = Im(C_1)$, $M = Re(C_2)$, $N = Im(C_2)$ și observînd că $C_2 = C_3^*$, relația (17) se descompune în :

$$P = \frac{M(M^2 - 3N^2)}{M^2 + N^2}, \tag{18}$$

$$Q = \frac{N(3M^2 - N^2)}{M^2 + N^2}. \tag{19}$$

Condițiile impuse asupra elementelor matricei de repartiție se traduc în condiții asupra parametrilor constructivi și de material ai circulatorului.

În egalitățile (18) și (19) sînt cuprinse implicit mărimile : ψ, R, ε_f, ε_d, și $4\pi M_s$, care sînt mărimi dimensionale și de material ale circulatorului. Avînd în vedere că parametrii $4\pi M_s$, ε_f, ε_d se fixează odată cu alegerea materialului feritic utilizat, relațiile (18) și (19) trebuie să fie satisfăcute prin alegerea corespunzătoare a razei R și a unghiului ψ. Asupra alegerii feritei și a cîmpului magnetic de polarizare se va trata în capitolul următor.

2. Proiectarea circulatoarelor microstrip

a — *Considerente de alegere a feritei și a cîmpului magnetic de polarizare.* Se presupun cunoscute elementele privind comportarea feritei la frecvențe foarte înalte [9].

Se convine să se noteze [1] :

$$m = \frac{4\pi M_s}{H_0}\ ;\quad h = \frac{H_{int}}{H_0} = \frac{H_{apl} - 4\pi M_s}{H_0}. \tag{20}$$

În relațiile de mai sus :

H_{apl} este cîmpul magnetic de polarizare aplicat ;

H_0 — cîmpul magnetic de rezonanță giromagnetică ;

γ — raportul giromagnetic : ($\gamma = 2{,}8$ MHz/Oe) ;

H_{int} — cîmpul magnetic intern din ferită : ($H_{int} = H_{apl} - 4\pi M_s$) ;

$4\pi M_s$ — magnetizarea de saturație a feritei.

De remarcat cazul în care $H_{int} = H_0$, cînd are loc rezonanța giromagnetică în ferită, pentru frecvența f_c. Este un domeniu al cîmpului magnetic care trebuie evitat în proiectarea circulatoarelor deoarece acolo intervin pierderi mari în ferită [9].

Proiectarea circulatoarelor se face fie pentru situații în care $H_{int} < H_0$ — funcționare *sub rezonanță,* fie pentru $H_{int} > H_0$ — funcționare *peasupra rezonanței.*

Alegerea feritei și a cîmpului magnetic de polarizare se face în funcție de modul de lucru al circulatorului : deasupra sau sub rezonanță. Se va discuta asupra acestei probleme [8].

Pentru circulatoarele funcționînd *deasupra rezonanței* ($H_{int} > H_0$) minimizarea pierderilor definite ca :

$$\frac{P_{dis}}{P_{inp}} = \frac{F \cdot \gamma \cdot \Delta H}{\omega_c}, \tag{21}$$

are loc pentru un cîmp magnetic de polarizare cît mai mare și pentru o magnetizare de saturație, de asemenea cît mai mari, după cum rezultă din studierea figurii 2.

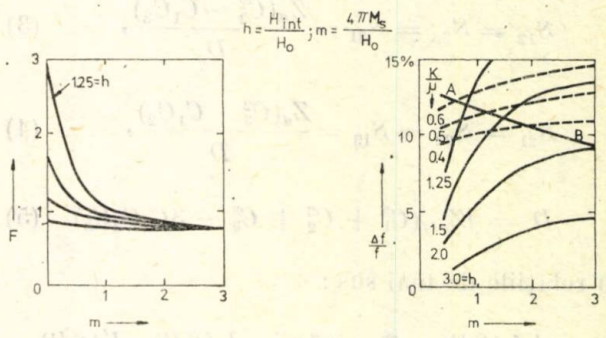


Fig. 2. Variația factorului de pierderi F cu magnetizarea normată m, avînd cîmpul magnetic normat h ca parametru, pentru funcționarea deasupra rezonanței.

Fig. 3. Variația benzii de frecvență cu magnetizarea normată m, cu cîmpul magnetic normat h ca parametru, pentru funcționare deasupra rezonanței.

În relația (21 :

P_{dis} — puterea disipată în ferită ;

P_{inp} — puterea de intrare în circulator ;

ω_c — pulsația ;

ΔH — lărgimea liniei de rezonanță a feritei [9] ;

F — factor de proporționalitate, dependent de H_{int} și $4\pi M_s$ (fig. 2 și fig. 4), considerat conform datelor din literatură [8].

Din punct de vedere al lărgimii benzii de frecvențe, cerințele mari de cîmp magnetic de polarizare și magnetizare de saturație, exprimate anterior, întîmpină unele restricții (fig. 3). În primul rînd, pentru a avea cîmpuri magnetice de polarizare de mărime rezonabilă, magnetizarea de saturație nu poate fi aleasă oricît de mare. În al doilea rînd, H_{int} și $4\pi M_s$ nu pot lua valori arbitrare. În literatură se afirmă că, pentru a se evita modurile superioare de rezonanță în discul de ferită, valoarea factorului de separare $\left|\frac{K}{\mu}\right|$ nu trebuie să depășească valoarea 0,5. În figurile 3 și 5 au fost

trasate cîteva linii de valori $\left|\frac{K}{\mu}\right|$ egale. În concordanță cu cele afirmate mai sus, circulatoarele vor fi proiectate în zona diagramei cuprin-

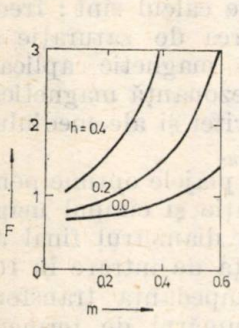


Fig. 4. Variația factorului de pierderi F cu magnetizarea normată m, cu cîmpul magnetic normat h ca parametru, pentru funcționare sub rezonanță.

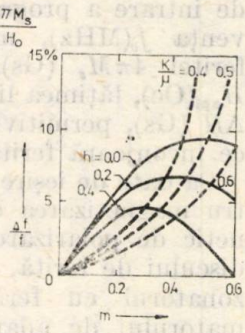


Fig. 5. Variația benzii de frecvență cu magnetizarea normată m, cu cîmpul magnetic normat h, ca parametru pentru funcționarea sub rezonanță.

să sub linia $\left|\frac{K}{\mu}\right| = 0{,}5$ și definită prin relațiile :

$$1{,}5 \leqslant h \leqslant 2, \tag{22'}$$

$$1 \leqslant m \leqslant 2. \tag{23'}$$

Henk Bosma [8] afirmă că proiectarea circulatoarelor deasupra rezonanței, cu respectarea acestor restricții duce la lărgimi de bandă de $(8 \ldots 12\%)\cdot f_c$ pentru circulatoarele cuplate direct, $(25 \ldots 40\%)\cdot f_c$, în cazul adaptări cu transformator în $\lambda/4$ cu o singură secțiune și $(35 \ldots 55\%)\cdot f_c$ pentru adaptarea cu transformator în $\lambda/4$ cu două secțiuni.

În cazul circulatoarelor *sub rezonanță* ($H_{int} < H_0$), studierea figurii 4 duce la concluzia că pierderile în ferită sînt minime pentru magnetizări de saturație și cîmpuri magnetice interne cît mai mici. De remarcat că, în timp ce cîmpul magnetic intern în ferită poate fi făcut nul, magnetizarea de saturație a feritei nu poate fi coborîtă oricît din motive tehnologice și de material. Lărgimea de bandă maximă se obține (fig. 5) pentru setul de valori $m = 0{,}5$ și $h = 0$, ceea ce concordă foarte bine cu cerința de factor de separare $\left|\frac{K}{\mu}\right| < 0{,}5$, și nu afectează într-o măsură semnificativă pierderile.

În polarizarea magnetică a circulatoarelor sub rezonanță se va urmări evitarea pierderilor în ferită atunci cînd aceasta este nesaturată. În acest scop se aplică un cîmp magnetic de polarizare ceva mai mare decît magnetizarea de saturație, chiar dacă prin aceasta factorul h diferă de zero. Setul optim de parametri în proiectarea circulatoarelor sub rezonanță devine, conform considerațiilor de mai sus :

$$0 \leqslant h < 0{,}1, \tag{22''}$$

$$0{,}4 \leqslant m \leqslant 0{,}6. \tag{23''}$$

b — *Programul de calcul.* Treptele acestui program sînt următoarele :

1. Cunoscîndu-se frecvența de lucru f_c se calculează cîmpul intern de rezonanță H_0 cu ajutorul relației :

$$H_0 = \frac{f_c(\mathrm{MHz})}{\gamma(\mathrm{MHz/Oe})}. \tag{24}$$

2. Se precizează modul de lucru al circulatorului : deasupra sau sub rezonanță. De notat că circulatoarele sub rezonanță nu pot fi realizate la frecvențe foarte mici. Ținînd seama de cele arătate la capitolul anterior și de datele din cataloagele de ferite [10], magnetizarea de saturație minimă pentru feritele existente la nivelul anului 1978 este de 290 Gs, cu care pot fi realizate circulatoare sub rezonanță pînă în jurul frecvenței de minimum 400 MHz. Pentru frecvențe mai mici apar pierderi în ferită.

În schimb, circulatoarele deasupra rezonanței sînt dificil de realizat pentru frecvențe mai mari decît 2 500 MHz, din cauza cîmpurilor magnetice mari necesare polarizării, care le fac să devină voluminoase, grele și incomode.

Din punct de vedere al benzii de frecvență, circulatoarele sub rezonanță pot prezenta benzi mai largi (pînă la $90\%\cdot f_c$), conform datelor din literatură [14], în timp ce benzile circulatoarelor deasupra rezonanței pot ajunge pînă la $35 \ldots 40\%\cdot f_c$. Considerentele asupra benzii de frecvență au fost făcute în ipoteza adaptării joncțiunii la circuit prin tronsoane de transformare în $\lambda/4$.

3. Se aleg parametrii m și h așa cum s-a arătat în capitolul precedent. Aceasta precizează magnetizarea de saturație, $4\pi M_s = m \cdot H_0$, cîmpul magnetic intern, $H_{int} = h \cdot H_0$ și cîmpul magnetic aplicat, $H_{apl} = H_{int} + 4\pi M_s$.

4. Se alege din catalog o ferită care să satisfacă condiția de magnetizare de saturație dedusă anterior. Precizarea feritei duce la precizarea, ca date de catalog, a permitivității, ε_f, și a liniei de rezonanță magnetică ΔH [9].

5. Se calculează elementele tensorului permeabilitate cu ajutorul setului de relații de mai jos [9] :

$$s = \Delta H / H_0, \tag{25}$$

$$\mu = \mu' - j\mu''\,;\; k = k' - jk'', \tag{26}$$

$$\mu' = 1 + \frac{hm(h^2 - 1 + s^2/4)}{N}, \tag{27}$$

$$\mu'' = -\frac{ms(h^2+1+s^2/4)}{N}, \quad (28)$$

$$K' = \frac{m(h^2-1-s^2/4)}{N}, \quad (29)$$

$$K'' = \frac{hms}{N}, \quad (30)$$

$$N = (h^2 - 1 - s^2/4)^2 + h^2 s^2. \quad (31)$$

6. Se calculează permeabilitatea efectivă μ_{eff} cu ajutorul relației (16) și valoarea factorului de separare $\frac{k}{\mu}$, reținînd pentru calculele ulterioare părțile lor reale. Părțile imaginare ale acestor mărimi sînt neglijabile dacă se lucrează suficient de departe de rezonanța giromagnetică.

7. Cu ajutorul relației (12) se calculează constanta de propagare radială S.

8. Se calculează valoarea inițială a razei discului de ferită și a unghiului ce subîntinde coarda reprezentînd linia de acces (fig. 1), considerînd în relațiile (6), (7), și (8) pe $n = 0$.

9. Cu valorile razei și unghiului ψ_c găsite la pct. 8 se rezolvă ecuațiile (18) și (19) prin interații succesive asupra acestor mărimi. Se găsesc, în final, două valori R și ψ care satisfac ambele relații.

10. Se calculează impedanța de intrare în discul de ferită [3]:

$$Z_i = \frac{2}{1 + \psi_c/\psi} Z_d. \quad (32)$$

De remarcat că partea imaginară a expresiei impedanței de intrare se anulează odată cu satisfacerea condiției (18).

11. Se calculează lățimea liniei de acces cu ajutorul relației:

$$v = 2R \sin \psi. \quad (33)$$

12. Se calculează impedanța necesară transformatorului de adaptare în $\lambda/4$:

$$Z_T = \sqrt{Z_0 Z_i}. \quad (34)$$

Dacă se folosește un transformator cu două tronsoane în $\lambda/4$, impedanțele acestora vor fi date de relațiile:

$$Z_{T1} = \sqrt[4]{Z_0 Z_i}; \quad Z_{T2} = \sqrt[4]{(Z_0 Z_i)^3}. \quad (35)$$

Fiind cunoscută grosimea substratului pe care se realizează transformatorul de impedanțe se calculează, în final, lățimea liniei acestuia, precum și a celei de impedanță Z_0 (de obicei $Z_0 = 50\ \Omega$).

Un program de calcul pe baza celor arătate a fost implementat pe calculatorul *HP* 9825 A din dotarea unui laborator din CCSITS. Datele de intrare a programului de calcul sînt: frecvența f_c(MHz), magnetizarea de saturație a feritei $4\pi M_s$ (Gs), cîmpul magnetic aplicat H_{apl}(Oe), lățimea liniei de rezonanță magnetică ΔH (Gs), permitivitățile feritei și ale mediului ce înconjoară ferita ε_f și ε_d.

Ca date de ieșire se obțin plajele optime pentru magnetizarea de saturație și cîmpul magnetic de polarizare aplicat, diametrul final al discului de ferită, impedanța de intrare în rezonatorul cu ferită și impedanța transformatorului de adaptare. Numărul de termeni din sumele infinite ce definesc pe C_1, C_2 și C_3 este foarte controversat în rîndul proiectanților de circulatoare. Se avansează cifre ca $n = 1$ [2], $n = 3$ [3], $n = 6$ [11] sau chiar mai mult [13]. Căutînd un echilibru între timpul de calcul și exactitatea rezultatelor se preferă ca în programul prezentat să se utilizeze $n = 3$.

Folosind ca date de intrare setul: $4\pi M_s = 290$ Gs, $f_c = 2\,000$ MHz, $\Delta H = 30$ Oe, $\varepsilon_f = \varepsilon_d = 14{,}1$, rezultă ca date de ieșire $R = 12{,}75$ mm $\lambda/4|_{\varepsilon_f=14,1} = 9{,}98$ mm, $Z_i = 10$ Ohm, $Z_t = 22{,}36$ Ohm.

Impedanța caracteristică a sistemului de lucru a fost considerată $Z_0 = 50$ Ohm, impedanță larg utilizată în toate sistemele de microunde.

c. *Realizarea practică* a acestui circulator a fost doar parțială, din cauza lipsei unui disc de ferită de dimensiuni corespunzătoare. A fost realizat doar discul rezonator central și sistemul de polarizare magnetică, transformatoarele de adaptare și liniile de transmisiune urmînd a fi realizate într-o construcție ulterioară. În realizarea acestei structuri a fost utilizată o mostră de granat de yttriu și aluminiu, Y36, produsă de firma THOMSON — CSF. Datele de catalog ale acestei ferite sînt:

$4\pi M_s = 290$ Gs,

$T_c = 115$°C (temperatura Curie),

$\Delta H = 30$ Oe,

$\varepsilon_f = 14{,}1$.

Diametrul discului de ferită este de 26 mm. Se observă buna concordanță între datele rezultate din calcul și dimensiunea fizică a feritei.

Figura 6 prezintă o înregistrare a comportării acestui circulator, pentru un baleiaj în frecvență între 1 800 ... 2 200 MHz.

Se remarcă o izolare mai mare de 20 dB pentru o bandă de frecvențe cuprinsă între

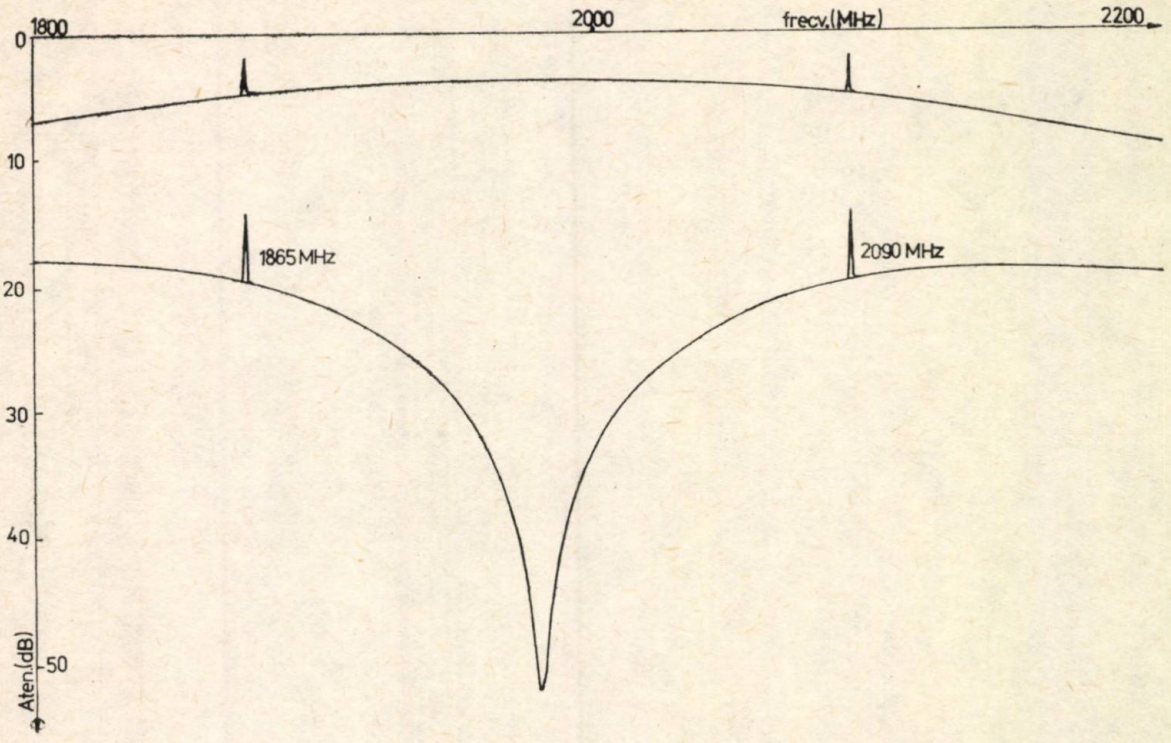


Fig. 6. Comportarea în frecvenţă a structurii de circulator microstrip realizat în cadrul C.C.S.I.T.S.

1 865 ... 2 090 MHz reprezentînd 11,25%, în deplin acord cu datele din literatură [8]. Izolarea devine foarte mare pentru o frecvenţă foarte apropiată de valoarea considerată în calculele de proiectare (cca. 1 975 MHz). Banda îngustă a circulatorului este datorită lipsei adaptării în absenţa transformatoarelor în $\lambda/4$; din acelaşi motiv nivelul atenuării la poarta neizolată este mare, condiţia $S_{11} = 0$ nefiind îndeplinită.

4. Concluzii

Programul de calcul implementat în cadrul COSITS ia în considerare limitările constructive şi de material impuse de frecvenţa de lucru pe care se doreşte realizarea circulatorului.

Datele calculate concordă bine cu datele experimentale achiziţionate prin măsurători şi cu datele oferite de literatura de specialitate, ceea ce validează corectitudinea acestui program într-un domeniu în care cercetători de prestigiu recunosc rolul important pe care „arta proiectantului" trebuie să-l joace.

Departe de a fi un program terminat, el este deschis perfecţionărilor şi completărilor ulterioare.

Bibliografie

[1] *Bosma, Henk.* On stripline Y-circulation at UHF. In : IEEE-T-MTT, 1964, 1, p. 61—72.
[2] *Fay, C.E., Comstock R.L.* Operation of the ferrite junction circulator. In : IEEE-T-MTT, 1965, 1, p. 15—27.
[3] *Wu, Y.S., Rosenbaum, F.J.* Wideband operation of microstrip circulators. In : IEEE-T-MTT, 1974, 10, p. 849—856.
[4] *Simon, J.W.* Broadband strip-transmission line Y-junction circulators. In : IEEE-T-MTT, 1965, 5, p. 335—345.
[5] *Naito, Y., Tanaka, N.* Broadbanding and changing operation frecvency of circulators. In : IEEE-T-MTT, 1971, 4, p. 367—372.
[6] *Anderson, L.K.* An analisis of broadband circulators with external tuning elements. In : IEEE-T-MTT, 1967, 1, p. 42—47.
[7] *Kawabata, S., Nakahara S.* Broadband microstrip circulators Mitsubishi Denki Laboratory Reports, vol. **13**, nr. 1—4.
[8] *Bosma, Henk.* A general model for junction circulators ; choice of magnetization and bias field. In: IEEE-T-MAG, 1968, 9, p. 587—596.
[9] *Lax, B., Button, K.* Microwave ferrites and ferrimagnetics. McGraw-Hill, New York, 1962.
[10] Materiaux ferrites hyperfrequences. Catalog THOMSON-CSF, 1978.
[11] *Renken, G.W.* Speed Circulator design with computer modeling. In : MicroWaves, 6, 1977, p. 54—64.
[12] *Davies, J.B., Cohen P.* Theoretical design of symmetrical junction stripline circulator. In : IEEE-T-MTT, 1963, 11, p. 506—512.
[13] *Whiting, K.* Design data for UHF circulators. In : IEEE-T-MTT, 1967, 3, p. 195—198.
[14] *Sekhon, S.B., Sanders, G.R., Nugent, C.* Understanding Coaxial Circulators and Isolators. Microwave Sistem News, June 1979.

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*“ *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti cont virament nr. 3016.6.05.01 BNSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „*INFORMAŢIA*“, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2013. Taxele poştale plătite în numerar pe annl 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26.

1991 APR 9

E 2040/1

RETRO ALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 28 NR. 8 • NOIEMBRIE 1980

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 28 Nr. 8 Noiembrie 1980

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621–758 : 621.3.013

CÎMP ELECTROSTATIC
PROTECȚIE SUPRAFEȚE METALICE
TEHNOLOGII DE PROTECȚIE

Tănăsescu, Fl. T., Antohi, C., Cramariuc, R. : **Instalație automatizată pentru protecția suprafețelor metalice prin acoperiri cu pudre din mase plastice în cîmp electrostatic.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 329

Lucrarea prezintă succint contribuția specialiștilor din I.C.P.E. la realizarea liniei de acoperire a suprafețelor metalice cu pudre din mase plastice în cîmp electrostatic, respectiv instalația automatizată folosită în acest scop.

CZ 621.313.323 : 621.3.013.

MOTOR MONOFAZAT
CÎMPURI MAGNETICE ÎNVÎRTITOARE

Nicola, D.A. : **Analiza motorului de inducție monofazat cu condensator în derivație prin metoda cîmpurilor magnetice învîrtitoare.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 331

Se stabilesc ecuațiile motorului de inducție monofazat, fără înfășurare de pornire, pe baza conceptului de reprezentare a unei înfășurări prin două componente în cuadratură, utilizînd metoda cîmpurilor magnetice învîrtitoare.

CZ 621.318 4.013.538.122

SOLENOID CILINDRIC
CÎMP MAGNETIC
DISTRIBUȚIE SPAȚIALĂ

Pasăre, S. : **Calculul distribuției spațiale a cîmpului magnetic produs de un solenoid cilindric.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 338

În diferite domenii ale tehnicii este foarte importantă cunoașterea distribuției spațiale a cîmpului magnetic produs de diferite bobine. În lucrare se obține expresia exactă a cîmpului magnetic produs de un solenoid cilindric drept, într-un punct oarecare.

CZ 621–56 : 621.314.222.3.

COMPENSATOR
AUTOTRANSFORMATOR
REACTOR

Mereanu, A., Fercău, N. : **Soluții de pornire a compensatoarelor sincrone.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 343

În articol se evidențiază succint cele mai frecvente metode de pornire a compensatoarelor sincrone, examinîndu-se avantajele și dezavantajele fiecărei soluții.

CZ 62–83 : 621.313.13–133.32

INSTABILITATE
MOTOR PAS CU PAS

Toacșe, Gh. : **Stabilizarea funcționării motorului pas cu pas în zona de instabilitate parametrică.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 346

Se analizează fenomenul de instabilitate parametrică la motorul pas cu pas și se deduce metoda de stabilizare printr-un semnal de reacție proporțional cu oscilația perturbatoare.

CZ 621–83.625.62

ACȚIONAREA ELECTRICĂ A TRAMVAIULUI
VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

Miron, D., Oană, N. : **Contribuții la studiul schemelor cu variatoare de tensiune continuă pentru acționarea electrică a tramvaiului.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 351

Materialul evidențiază posibilitatea utilizării unor metode noi și a unor tehnici moderne în studiul schemelor cu variatoare de tensiune continuă pentru acționarea electrică a tramvaielor.

CZ 621.38 : 621.375

ELEMENTE PRAG CU TRANZISTOARE
AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL

Burcea, T. : **Sistem de elemente prag cu tranzistoare.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov. 1980, p. 354

Lucrarea prezintă diverse tipuri funcționale de elemente prag realizate cu ajutorul unei scheme electronice cu tranzistoare, ca și calculele care stau la baza proiectării schemei.

CZ 621.372 4 : 538.551.23

CIRCUIT ELECTRIC
FUNCȚII DE REȚEA
PROGRAM DE CALCUL

Iordache, M. : **PGDFR : Program general de determinare a funcțiilor de rețea.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 363

În lucrare se prezintă un program general și original de determinarea sub formă simbolică a celor patru tipuri de funcții de rețea : impedanța de transfer, admitanța de transfer, factorul de transfer în tensiune și factorul de transfer în curent.

RECENZII

CRONICI

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621–758 : 621.3.013

ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЕ ПОЛЕ
ЗАЩИТА МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ
ТЕХНОЛОГИЯ ЗАЩИТЫ

Тэнэсеску, Фл. Т., Антохи, К., Крамарюк, Р.: **Автоматическое устройство для защиты металлических поверхностей нанесением пластмассового порошка в электростатическом поле.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, №. 8, ноябрь 1980, стр. 329

Работа кратко описывает вклад специалистов ICPE при создании линии для покрытия металлических поверхностей пластмассовым порошком в электростатическом поле, в том числе и автоматического устройства, используемого с этой целью.

УДК 621.313.323 : 621.3.013

ОДНОФАЗНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ВРАЩАЮЩИЕСЯ МАГНИТНЫЕ ПОЛЯ
ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ

Никола, Д. А.: **Анализ однофазного асинхронного двигателя с шунтирующим конденсатором методом вращающихся магнитных полей.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, №. 8, ноябрь 1980, стр. 331

Определяются уравнения однофазного асинхронного двигателя без пусковой обмотки на основе представления обмотки двумя составляющими в квадратуре, используя метод вращающихся магнитных полей.

УДК 621.318.4.013.538.122

ЦИЛИНДРИЧЕСКИЙ СОЛЕНОИД
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
ПРОСТРАНСТВЕННОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ

Пасэре, С.: **Расчёт пространственного распределения магнитного поля, созданного цилиндрическим соленоидом.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, №. 8, ноябрь 1980, стр. 338

В различных областях техники большую важность представляет определение пространственного распределения магнитного поля, созданного различными катушками. В работе получено точное выражение магнитного поля, созданного прямым цилиндрическим соленоидом в любой его точке.

УДК 621–56 : 621.314.222.3

КОМПЕНСАТОР
АВТОТРАНСФОРМАТОР
РЕАКТОР

Меряну, А., Феркэу, Н.: **Решения пуска синхронных компенсаторов.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, №. 8, ноябрь 1980, стр. 343

В статье кратко останавливаются на чаще всего встречающихся методах пуска синхронных компенсаторов и анализируются преимущества и недостатки каждого решения.

УДК 62–83 : 621.313.13–133.32

НЕСТАБИЛЬНОСТЬ
ШАГОВОЙ ДВИГАТЕЛЬ

Тоакше, Г.: **Стабилизация работы шагового двигателя в зоне нестабильности параметров.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, №. 8, ноябрь 1980, стр. 346

Рассматривается явление нестабильности параметров шагового двигателя и выводится метод стабилизации путём сигнала обратной связи, пропорциональный паразитным осцилляциям.

УДК 621 – 83.625.62

ЭЛЕКТРОПРИВОД ТРАМВАЯ
РЕГУЛЯТОР ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Мирон, Д., Оанэ, Фл.: **Вклад в изучение схем с регуляторами постоянного напряжения для электропривода трамвая.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, №. 8, нгябрь 1980, стр. 351

В материале обращается внимание на возможность использования новых методов и современной техники при изучении схем с регуляторами постоянного напряжения для электропривода трамвая.

УДК 621.38 : 621.375

ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПОРОГОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Бурча, Т.: **Система транзисторных пороговых элементов.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 28**, №. 8, ноябрь 1980, стр. 354

Работа представляет различные функциональные типы пороговых элементов на основе транзисторной электронной схемы, а также расчёт для проектирования схемы.

РЕЦЕНЗИЯ

INHALT

DK 621–758 : 621.3.013

INFLUENZFELD
SCHUTZ METALLISCHEN OBERFLACHEN
SCHTZTECHNOLOGIE

Tănăsescu, Fl. T., Antohi, C., Cramariuc, R. : **Automatische Einrichtung zum Schutz metallischer Oberflächen durch elektrostatische Bestäubung mit Plastimassenpulver.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 8, November 1980, S. 329

Die Arbeit behandelt knapp den Beitrag der ICPE — Spezialisten zur Erzielung der Strasse zur elektrostatischen Bestäubung der metallischen Oberflächen mit Plastmassenpulvern beziehungsweise beschribt die automatische, zur elektrostatichen Bestäubung verwendete Einrichtung.

DK 621.313.323 : 621.3.013

EINPHASENMOTOR
MAGNETISCHE DREHFELDER
ERSATZSCHALTBRILDER

Nicola, D.A. : **Analyse des Einphaseinduktions motors mit parallelgeschaltetem Kondensator mittels der Methode der magnetischen Drehfelder.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 8, November 1980, S. 331

Eswerden die Gleichungen des Einphaseninduktionsmotors ohne Anlassuricklung aufgrund des Darstellungskonzeptes einer Wicklung durch zwei Quadraturkomponenten festgelegt, wobei die Methode der magnetischen Drehfelder verwendet wird.

DK 621.318.4.013.538.122

SOLENOID
MAGNETFELD
RAUMVERTEILUNG

Pasăre, S. : **Die Berechnung der Raumverteilung des durch ein Solenoid hervorgerufenen Magnetfeldes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 8, November 1980, S. 338

In verschiedenen Bereichen der Technik ist die Kenntnis der Raumverteilung des durch verschiedene Spulen hervorgerufenen Magnetfeldes wichtig. In der Arbeit wird der genaue Ausdruck des durch ein gerades Solenoid in irgendeinem Punkt hervorgerufenen Magnetfeldes erhalten.

DK 62–519 : 621.314.222.3

KOMPENSATOR
SPARTRANSFORMATOR
REACKTOR

Mereanu, A., Fercău, N. : **Lösungen zum Anlassen der synchronen Kompensatoren.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, November 1980, S. 343

Im Artikel werden knapp die haufigsten Methoden zum Anlassen der synchronen Kompensatoren hervorgehoben, wobei die Vor-und Nachteile jeder Lösung untersucht werden.

DK 62–83 : 521.313.13–133.32

INSTABILITÄT
SCHRITTMOTOR

Toacşe, Gh. : **Betriebsstabilisierung des Schrittmotors im Bereich der Parameterinstabilität.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, November 1980, S. 346

Eswird das Phânomen der Parameterinstabilität beim Schrittmotor anabysiert, und die Stabilisierungsmethode durch ein Rückkopplungssignal, das proportional zu der Störschuringung ist, deduziert.

DK 621–83.625.62

ELEKTRISCHER STRASSENBAHNANTRIEB
GLEICHSPANNUNGSREGLER

Miron, D., Oană, Fl. : **Beiträge zum Studium der Schaltungen mit Gleichspanungsreglern für den elektrischen Strassenbahnantrieb.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, November 1980, S. 351

Der Artikel hebt die Möglichkeit der Verwendung einiger neuer Methoden und moderner Techniken für das Studium der Schaltungen mit Gleichspannungsreglern zum elektrischen Strassenbahnantrieb hervor.

DK 621.38 : 621.375

SCHWELLENELEMENTE MIT TRANSISTOREN
DIFFERENTIALVERSTARKER

Burcea, T. : **System von Schwellenelelementen mit Transistoren.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, November 1980, S. 354

Die Arbeit stellt verschiedene Funktionstypen von Schwellenelementen die mit Hilfe einer elektronischen Schaltung mit Transistoren hergestellt warden, sowie die Berechnungen, die dem Schaltungsentwurf zugrunde beigen, vor.

DK 621.372 : 538.551.23

STROMKREIS
NETZFUNKTIONEN
RECHNUNGSPROGRAMM

Iordache, M. : **Allgemeines programm für die ermittlung der netzfunktionen.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, November 1980, S. 363

In der Arbeit Wird ein allgemeines und eigentümliches Programm für die Ermittlung in symbolischer Form der vier Typen von Netzfunktionen angegeben : Ubertragungsimpedanz, Übertragungsleitwert, Sparmungsübertragungsfaktor und Stromübertragungsfaktor.

REZENSIONEN

CONTENTS

DC 621–758 : 621.3.013

ELECTROSTATIC FIELD
METAL SURFACE PROTECTION
PROTECTION TECHNOLOGIES

Tănăsescu, Fl. T., Antohi, C., Cramariuc, R. : **Automatic installation for metal surface protection by powder coatings of plastics in on electrostatic field.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, no. 8, Nov 1980, p. 329

The paper presents shortly contribution of the specialists from ICPE in making the coating line of metal surfaces by plastic powders in an electrostatic field, and the respective automatic installation used for this purpose.

DC 621.313.323 : 621.3.013

MONOPHASE MOTOR
REVOLVING MAGNETIC – FIELD
EQUIVALENT CIRCUIT

Nicola, D.A. : **Monophase induction motor analysis, with shunt capacitor, using revolving magnetic fields theory.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, Nov 1980, p. 331

The work establishes the equations for the monophase induction motor without starting winging, based on the concept of representing a winding by two quadrature components using the revolving magnetic – fields theory.

DC 621.318.4.013.538.122

CYLINDRICAL SOLENOID
MAGNETIC FIELD
SPACE DISTRIBUTION

Pasăre, S. : **Calculation of the space distribution of a magnetic field produced by a cylindrical solenoid.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, Nov 1980, p. 338

The knowledge of the space distribution of a magnetic field produced by a cylindrical solenoid is of a very importance for many fields of engineering. In this paper there is obtained the exact value of a magnetic field produced by a cylindrical solenoid incertain point.

DC 621–56 : 621.311.22.3

EQUALIZER
AUTOTRANSFORMER
REACTOR

Mereanu, A., Fercău, N. : **Solutions for strating synchronous equalizers.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, Nov 1980, p. 343

The paper shows succintly the most frequement staiing methods of synchronous equalizers, examining both the advantages and disadvantages of each solution.

DC 62–83 : 621.313.13–133.32.

INSTABILITY
STEP-BY-STEP MOTOR

Toacşe, Gh. : **Stabilization of the functiony of the step-by-step motor in the parameter instability area.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, no. 8, Nov. 1980, p. 346

There is analyzed the phenomenon of parameter instability at the step-by-step motor and there is derived the stabilization method through a feedtack signal that is proportional with the disturbing oscillation.

DC 621–83.625.62

ELECTRICAL CONTROL OF TRAMWAY
DC VARIABLE VOLTAGE REGULATOR

Miron, D., Oană, Fl. : **Contributions to the study of schemes with d.c. variable voltage regulator for the electric control of tramways.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nov. 8, 1980, p. 351

The material points out the possibility of utilizing new methods and modern techniques in the study of the schemes with d.c. variable voltage regulators for the electric control of tramways.

DC 621.38 : 621.375

STEP ELEMENT WITH TRANSISTORS
DIFERENTIAL AMPLIFIER

Burcea, T. : **System of step elements with transistors.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, no. 8, nov 1980, p. 354

The paper presents various functional types of step elements realized with the help of electronic schemes with transistors, as well as the calculations that lay at the basis of the scheme design.

DC 621.372.4 : 538.551.23

ELECTRIC NETWORK
NETWORK FUNCTION
COMPUTING PROGRAM

Iordache, M. : **GPDNF : A general program for determining of the network functions.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, no. 8, Nov 1980, p. 363

The paper presents a program for generating all network functions, the transfer impedance, the transfer admittance, the voltage gain, the current gain, in symbolic form.

REVIEWS

S O M M A I R E

CD 621–758 : 621.3.013

LE CHAMP ÉLÉCTROSTATIQUE
PROTECTION ET SURFACES METALIQUES
TECHNOLOGIES DE PROTECTION

Tănăsescu, F.T., Antohi, C., Cramariuc, R. : **Installation automatisée pour la protection des surfaces metaliques par des revêtements dematières plastiques en présence d'un champ éléctrostatique.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 329

Ou présente succinctement la contribution des specialistes d'ICPE à la réalisation d'une ligne de revêtment des surfaces métaliques à l'aide de poudre de matières plastiques en présence d'un champ éléctrostatique, c'est à dire à la réalisation de l'installation automatisée qui met en oeuvre cette opération.

CD 621.313.323 : 621.3.013

MOTEUR MONOPHASE
CHAMPS MAGNETIQUES ROTATIFS
SCHEMAS EQUIVALENTS

Nicola, D.A. : **On décrit le moteur monophasé à induction ayant un condensateur monté en dérivation à l'aide de la méthode des champs magnétiques rotatifs.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 331

On établie les équations du moteur à induction monophasé qui ne possède pas un enroulement de démarrage. Ces équations ont à base le concept de la représentation de l'enroulement par deux composantes en quadrature en utilisant la méthode des champs magnetiques rotatifs.

CD 621.318.4.013 538.122

SOLENOÏDE CYLINDRIQUE
CHAMP MAGNETIQUE
DISTRIBUTION SPATIALE

Pasăre, S. : **Le calcul de la distribution spatiale du champ magnétique généré par un solénoïde cylindrique.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 338

Dans beaucoup de domaines techniques il est très important de connaitre la distribution spatiale du champ magnétique généré par des bobines de type divers. On e'tablie l'expression exacte du champ magnétique génére dans un point bien déterminé pour un solénoïde cylindrique.

CD 621–56 : 621.314.222.3

COMPENSATEUR
AUTOTRANSFORMATEUR
REACTEUR

Mereanu, A., Fercău, N.: **Solutions pour le démarrage des compensateurs syncrones.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 343

L'article présente succinctement les méthodes fréquement utilisées pour le demarrage des compensateurs syncrones. On examine les avantages et les désavantages de chaque sollution.

CD 62–83 : 621.313.13–133–32

L'INSTABILITÉ
MONTEUR PAS-A-PAS

Toacşe, Gh.: **La stabilisation du fonctionnement du moteur pas-à-pas dans la zone d'instabilité paramétrique.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 346

On analise le phenomène d'instabilité paramétrique du moteur pas-à-pas et on déduit la méthode de stabilisation pour un signal de réaction proportional avec l'oscillation qui produit la perturbation.

CD 62 –83.625.62

MISE EN MOUVEMENT ELECTRIQUE
DU TRAMWAY
VARIATEUR DE TENSION CONTINUE

Miron, D., Oană, Fl.: **Contributions à l'étude de schémas avec variateur de tension continue pour la mise en mouvement éléctrique du tramway.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 351

Ce materiel met en évidence la posibilité d'utilisation de méthodes nouvelles et de techniques modernes dans l'étude des schémas avec variateur de tension continue pour la mise en mouvement éléctriques des tramways.

CD 621.38 : 621.375

ELEMENT SENIL AVEC TRANSISTOR
AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL

Burcea, T. : **Systeme d'element senil transistorisé.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 354

Le materiel présente divers types fonctionnels d'élément-senil réalisé à l'aide d'un schéma éléctronique transistorisé, on presente aussi les calculs qui se trouve à base de la projet téchnique du schéma.

CD 621.372.4 : 538.551.23

CIRCUIT ELECTRIQUE
FONCTIONS DE RÉSEAU
PROGRAMME DE CALCUL

Iordache, M.: **Uu programme général de calcul des fonctions de réseau.**

E.E.A. – Electrotehnica 28, nr. 8, nov 1980, p. 363

Cet ouvrage présente un programme général et original de calcul en forme symbolique des tous fonctions de réseau : impédance de transfert, admittance de transfert, amplification de tension et amplification de courant.

COMPTES RENDUES

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 8

CZ 621 – 758 : 621.3.013

CÎMP ELECTROSTATIC
PROTECŢIE SUPRAFEŢE METALICE
TEHNOLOGII DE PROTECŢIE

Instalaţie automatizată pentru protecţia suprafeţelor metalice prin acoperiri cu pudre din mase plastice în cîmp electrostatic

FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, CONSTANTIN ANTOHI, RADU CRAMARIUC* — Bucureşti

Dintre tehnologiile folosite în prezent la protecţia contra coroziunii şi la acoperirea decorativă a suprafeţelor metalice, perspective dintre cele mai favorabile le prezintă pudrarea în cîmp electrostatic. Aceste perspective rezultă atît ca urmare a cerinţelor tot mai stringente de protejare a mediului ambiant faţă de acţiunea factorilor dăunători ce caracterizează vopsitoriile clasice cu lacuri (solvenţi şi pigmenţi periculoşi pentru sănătatea oamenilor, pericolul permanent de incendiu etc.), cît mai ales din considerente economice şi tehnice. Astfel, în comparaţie cu o vopsitorie clasică cu o productivitate identică, investiţiile necesare pentru realizarea unei vopsitorii automatizate prevăzută cu instalaţii de acoperire prin pudrare în cîmp electrostatic sînt cu peste 30 % mai mici, facilitînd în cursul exploatării obţinerea unor economii de peste 50 % la energie şi materiale [1—6].

Datorită creşterii foarte rapide a costului solvenţilor organici, cît şi a măsurilor foarte severe de protecţie a mediului ambiant, în unele ţări puternic industrializate, din totalul de 100% a suprafeţelor metalice protejate se prevede ca în următorii 4—5 ani proporţiile dintre diversele sisteme de acoperire anticorozive şi decorative să fie următoarele :

— 45% lacuri hidrosolubile ;
— 33% lacuri pudră ;
— 16% lacuri la care pelicula se formează prin iradiere ;
— 6% lacuri cu mare procent de părţi solide [7].

Un studiu tehnico-economic elaborat recent în ICPE atestă că în condiţiile existente în întreprinderile noastre, care utilizează vopsele cu uscare la cuptor, prin adoptarea pudrării în cîmp electrostatic s-ar obţine economii de ordinul a 7—10 lei pentru fiecare m² de suprafaţă vopsită. În afară de avantajele economice şi ecologice, se ştie de asemenea că prin pudrare în cîmp electrostatic se pot obţine pelicule mai aderente şi de 2—4 ori mai rezistente la acţiunea factorilor agresivi de mediu, chimici şi mecanici [8—13].

Dorind să contribuie la asimilarea în ţară a acestei tehnologii noi de vopsire, ICPE în colaborare cu ICTCM şi URAC—ITB a realizat în cursul anului 1979 în incinta URAC—ITB o linie de acoperire în cîmp electrostatic cu pudre din mase plastice compusă dintr-o instalaţie de curăţire cu jet de alice, un transportor suspendat, o instalaţie automatizată de acoperire a pieselor metalice prin pudrare în cîmp electrostatic şi un cuptor de formare a peliculei protectoare.

În cele ce urmează se va prezenta succint principala contribuţie a ICPE la realizarea liniei de acoperire cu pudre, respectiv instalaţia automatizată pentru protecţia suprafeţelor metalice prin acoperire cu pudre din mase plastice în cîmp electrostatic.

1. Modul de funcţionare a instalaţiei

În figura 1 se prezintă schema-bloc a instalaţiei automatizate cu funcţionare în tacte, realizată la URAC—ITB. Prin intermediul tabloului de comandă *1* (fig. 1 şi fig. 2) pot fi cuplate şi comandate, în funcţie de necesităţi, un număr de două — şase distribuitoare de pudră DP.00 (NTR 175 E/79), două — şase surse de înaltă tensiune SV — 1 (NTR 173 E/79), două—patru proiectoare de pudră pentru automat PPA.00 (NTR 176 E/79), unul sau două proiectoare manuale de pudră PMP.00

* Dr. ing. *Tănăsescu Fl.T.*, dr. ing. *Antohi, C.*, dr. ing. *Cramariuc, R.* — Institutul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (ICPE)—Bucureşti.

NTR 174 E/79), două automate electromecanice AE.00 (NTR 177 E/79) și o cabină de pudrare cu filtru recuperator CPF.00 (NTR 178 E/79).

Tabloul de comandă *1* asigură pornirea și oprirea surselor de IT, distribuitoarelor, proiectoarelor de pudră și automatelor cu ajutorul

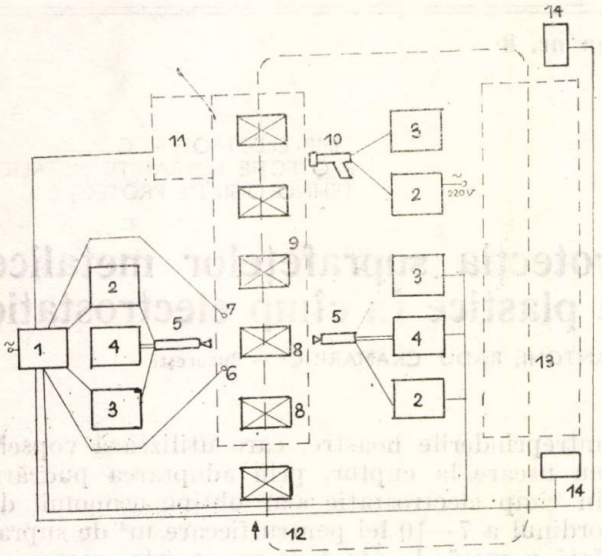


Fig. 1. Schema-bloc a unei instalații automatizate pentru protecția suprafețelor metalice prin acoperire cu pudre în cîmp electrostatic cu funcționare în tacte: *1* — tablou de comandă; *2* — distribuitoare de pudră; *3* — surse de înaltă tensiune; *4* — automate electromecanice; *5* — proiectoare de pudră pentru automate; *6—7* — sesizoare de poziție; *8* — obiecte pregătite pentru acoperire; *9* — obiect acoperit cu pudră; *10* — proiector de pudră manual pentru retușuri; *11* — cabina de pudrare; *12* — sistem de transport în tacte al pieselor; *13* — cuptor de formare a peliculelor; *14* — sistem de închidere și deschidere a ușilor la pornirea și oprirea benzii transportoare.

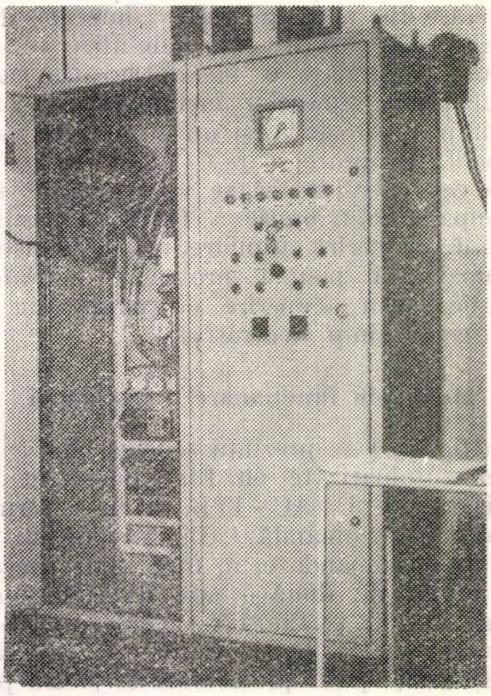


Fig. 2. Tabloul de comandă a instalației automatizate de pudrare în cîmp electrostatic.

unor sesizoare de poziție electromecanice (*6* și *7*, fig. 1), care semnalează intrarea și ieșirea din zona de pudrare a obiectelor supuse acoperirii. Pentru a se preîntîmpina răspîndirea pudrei în atelier, automatele nu pot să funcționeze, iar distribuitoarele și sursele de IT nu primesc tensiune de alimentare decît atunci cînd filtrul recuperator de pudră este în stare normală de funcționare.

Un sistem de interblocaje asigură de asemenea deschiderea și închiderea automată a ușilor cuptorului tunel la începerea și terminarea unui tact. Transportorul suspendat nu se pune în mișcare decît după terminarea tactului. În caz de nefuncționare a sistemului electropneumatic de închidere-deschidere a ușilor, intră în funcțiune o sonerie de alarmă, iar la apariția unei avarii la transportor (sarcină mai mare decît cea admisibilă, blocare mecanică etc.) intră în funcțiune o sirenă de alarmă.

Folosind pudre corespunzătoare unor tacte cu durata de o jumătate de oră, productivitatea instalației poate depăși 16 m²/h, ceea ce în cazul funcționării în trei schimburi, timp de 300 zile lucrătoare, înseamnă mai mult de 115 000 m²/an.

Productivitatea instalației automatizate de pudrare în cîmp electrostatic este limitată de productivitatea instalației de pregătire a suprafețelor și de capacitatea cuptorului de formare

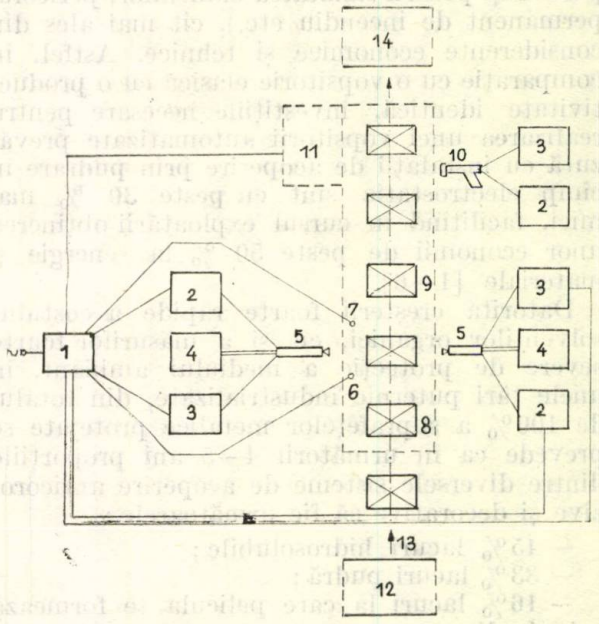


Fig. 3. Schema-bloc a unei instalații automatizate pentru protecția suprafețelor metalice prin acoperire cu pudre în cîmp electrostatic în varianta cu funcționare continuă: *1* — tablou de comandă; *2* — distribuitoare de pudră; *3* — surse de înaltă tensiune; *4* — automate electromecanice; *5* — proiectoare de pudră pentru automate; *6, 7* — sesizoare de poziție; *8* — obiecte pregătite pentru acoperire; *9* — obiect acoperit cu pudră; *10* — proiector de pudră manual pentru retușuri; *11* — cabină de pudrare cu filtru recuperator de pudră; *12* — instalație de pregătire a suprafețelor; *13* — transportor suspendat; *14* — cuptor pentru formarea peliculelor.

a peliculei. Plasînd instalaţia automatizată de pudrare în cîmp electrostatic într-o linie cu flux continuu (vezi fig. 3.), la o viteză a benzii transportoare de circa 1,5 m/min se pot vopsi mai mult de 1 000 000 m² de piese cu dimensiuni mari pe an (dulapuri, panouri mari). Desigur condiţiile pentru atingerea unei asemenea performanţe ţin de dimensionarea convenabilă a instalaţiei de pregătire a suprafeţelor şi a cuptorului de formare a peliculei.

2. Concluzii

Studiile tehnico-economice elaborate în ţară şi peste hotare atestă eficienţa tehnico-economică excepţională a tehnologiilor de acoperire anticorozivă şi decorativă a obiectelor metalice prin pudrare în cîmp electrostatic.

Verificările efectuate, ca şi încercările tehnologice executate cu instalaţia automatizată pentru protecţia suprafeţelor metalice prin acoperiri cu pudră în cîmp electrostatic, realizată de ICPE, au demonstrat buna funcţionare în exploatare a acesteia în ansamblu, cît şi a fiecărui element component în parte. Sursele de IT—SV1, distribuitoarele de pudră DP.00, proiectoarelor de pudră PMP.00 şi PPA.00, automatele electromecanice AE.00, cabina de pudrare cu filtru recuperator CPF.00 şi celelalte părţi componente ale instalaţiei posedă caracteristici tehnice comparabile cu cele ale celor mai bune produse similare realizate de firme de renume mondial (Ransburg, Sames, Technoma).

Toate aceste echipamente pot fi fi executate prin microproducţie în prezent la ICPE — Bucureşti.

La încercările tehnologice efectuate pînă în prezent s-au folosit vopsele pulbere din import şi pudră epoxidică realizată într-o mică instalaţie pilot existentă la ICPE, instalaţie destinată realizării de pulberi electrotehnice şi nu de vopsele pulbere.

Bibliografie

[1] *Knecht, A.* Stand der Pulverlackierung-Zukunftaussichten. In : Metalloberfläche **32**, nr. 2, febr. 1978, p. 81.

[2] *Kronshorst, B.* Wirtschaftlichkeit der Pulverlake im Vergleich mit anderen modernen Lacksystemen. In : Metalloberfläche **32**, nr. 2, febr 78, pag. 82.

[3] *Wickmann, U.* Der Einsatz von Pulverlacken în der Grosserienfertigung. In : Metalloberfläche *32*, nr. 2, febr 78, p. 82—84.

[4] *Meyer, D.B.* Weniger Umwelt und Sicherheitsrisiken beim Lackieren durch Einsatz von Pulverlack. In : Metalloberfläche **32**, nr. 2, febr 1978, p. 84—85.

[5] *Tănăsescu, Fl.T., Antohi, C., Cramariuc, R., Rada, N.* Utilaje şi tehnologii de pudrare în cîmp electrostatic cu materiale pulverulente. In : Lucrările primului simpozion de inginerie a răşinilor sintetice şi maselor plastice pentru industria electrotehnică — ICPE, Bucureşti, 19—20 mai 1978.

[6] *Antohi, C., Cramariuc, R., Rada, N., Tănăsescu, Fl. T.* La technologie de revêtement des métaux par pulverisation dans le champ électrostatique. In : Lucrările Congresului electrotehnic mondial — Moscova, 21—25 iunie 1977, referat 4B 66.

[7] * * * Technische Auskunfteil — Wasserlösliche Lacke. In : Industrie — Lackierbetrieb **49**, nr. 1, ian 1980, p. 39.

[8] *Birner, G., Fichtner J.,* Entscheidungskriterien für den Einsatz von Pkw — Karosserien. In : Metalloberfläche **32**, nr. 2, febr 1978, p. 84—85.

[9] *Raggam, W.* Stand der Pulverbeschichtung im Automobilbau am Beispiel einer neunen Anlage. In : Metalloberfläche **32**, nr. 4, apr 1978, p. 169.

[10] *Swift, C.J.* Powder-coated Components Exceed Customer's Specification. In : Product Finishing, dec 1979, p. 8.

[11] * * * Pulver und Elektrotauchlack geben den neunen Takt an. In : Industrie — Lackiebetrieb, nr. 11, 1979, p. 407.

[12] * * * Lackieranlagen frei programmierbar gesteuret. In : Industrie — Lackier — Betrieb, nr. 11, 1979, p. 419.

[13] * * * Prüftechnik und Spezifikationen für das industrielle Lackieren in der Diskussion. In : Industrie — Lackier — Betrieb, nr. 7, 1979, p. 238.

CZ 621—758 : 621.3.013

MOTOR MONOFAZAT
CÎMPURI MAGNETICE ÎNVÎRTITOARE
SCHEME ECHIVALENTE

Analiza motorului de inducţie monofazat, cu condensator în derivaţie, prin metoda cîmpurilor magnetice învîrtitoare

NICOLA DORU-ADRIAN* — Craiova

Introducere

Pentru asigurarea autopornirii, motoarele de inducţie alimentate de la reţeaua monofazată reclamă prezenţa unei înfăşurări suplimentare, decalată spaţial şi parcursă de curenţi defazaţi temporar faţă de curentul înfăşurării principale. În mod obişnuit, această înfăşurare este dispusă în cuadratură cu înfăşurarea principală şi este cunoscută ca „înfăşurare de pornire" atunci cînd după pornire este decuplată, sau ca „înfăşurarea auxiliară", dacă rămîne în continuare alimentată.

Înfăşurarea de pornire poate fi eliminată dacă în înfăşurarea statorică se defazează temporar curentul unei anumite porţiuni, decalată spaţial faţă de restul înfăşurării, sub un unghi oarecare. În acest context înfăşurarea

* Ing. *Nicola, A.D.*, este lector la Fac. de electrotehnică, Universitatea — Craiova.

statorică monofazată poate fi considerată ca fiind secționată în două părți A și B, înseriate și dispuse sub un unghi spațial θ, una din părți fiind în derivație cu un condensator care asigură defazajul temporar al curenților.

De fapt, ideea de a conecta înfășurarea auxiliară a unui motor cu condensator în serie cu înfășurarea principală în scopul de a reduce turația motoarelor de ventilator și de a conecta un condensator în derivație cu ea în scopul obținerii cuplului de pornire este cunoscută de mult timp, însă ecuațiile de funcționare ale acestui tip de motor au fost stabilite recent în [1, 2]. Dar analizele efectuate de Veinott [1] și Guru [2] consideră înfășurările statorice — principală și auxiliară — în cuadratură, caz în care pot fi utilizate cu succes metoda cîmpurilor magnetice învîrtitoare, metoda cîmpurilor transversale sau metoda componentelor simetrice în forma clasică.

Însă, dacă numărul crestăturilor statorice pe pol nu este întreg sau, cînd în mod intenționat înfășurările statorice sînt dispuse sub un unghi oarecare, utilizarea ecuațiilor dezvoltate în cadrul configurației cu înfășurări în cuadratură conduce la erori.

Foarte recent, Guru a dezvoltat în [3, 4] o nouă metodă de analiză a motoarelor monofazate cu condensator, cu înfășurarea auxiliară dispusă sub un unghi θ oarecare în raport cu înfășurarea principală, punînd în evidență cuplajul transformatoric direct dintre cele două înfășurări statorice, metodă ce va fi extinsă în lucrarea de față și în cazul motoarelor de inducție monofazate fără înfășurare de pornire.

În paragraful 2 se indică modalitatea de aplicare a teoriei cîmpurilor magnetice învîrtitoare la motorul monofazat analizat. Ipotezele de bază, frecvent adoptate în teoria mașinilor electrice monofazate sînt subliniate în paragraful 3. În paragrafele 4 și 5 sînt dezvoltate ecuațiile de funcționare ale motorului de inducție monofazat avînd condensatorul în derivație cu înfășurarea B, respectiv cu A. Rezultatele numerice obținute într-un caz concret pentru un motor avînd înfășurările statorice dispuse la 60°, 90°, 120° el sînt date în paragraful 6. Concluziile finale se prezintă în paragraful 7.

1. Metoda cîmpurilor învîrtitoare

Într-un motor monofazat, cu înfășurările statorice în cuadratură, cîmpurile magnetice învîrtitoare direct și invers excitate de una din înfășurări induc t.e.m. atît în înfășurarea proprie cît și în cealaltă înfășurare, dar numai t.e.m. de rotație. Dacă însă înfășurările statorice sînt dispuse sub un unghi diferit de 90° el, va exista în plus și un cuplaj transformatoric direct între ele, concretizat prin faptul că la alimentarea separată, de exemplu a înfășurării A se vor induce t.e.m. pe cale transformatorică — prin cîmp pulsatoriu — în cealaltă înfășurare B.

Se presupune, în cele ce urmează că cele două interacțiuni prin cîmpuri magnetice învîrtitoare și prin cîmp pulsatoriu ar exista separat în mașină.

În vederea separării cuplajului transformatoric, se observă că amplitudinea t.e.m. induse prin cîmp pulsatoriu în una din înfășurări depinde de doi factori și anume :

— numărul efectiv de spire al acesteia și

— unghiul de decalaj spațial dintre înfășurări.

Aceste considerații au sugerat ideea descompunerii fluxului înfășurării respective în două componente reciproc perpendiculare, o componentă pe direcția celeilalte înfășurări iar cealaltă în cuadratură. De fapt, acest lucru este echivalent cu reprezentarea înfășurării respective prin două componente în cuadratură. Pe această bază este ușor de recunoscut cuplajul transformatoric direct dintre cele două înfășurări de pe aceeași axă.

Pe de altă parte, din aceleași motive, cele două înfășurări coaxiale se comportă ca o singură înfășurare echivalentă, care, prin cîmpurile magnetice învîrtitoare direct și invers vor induce t.e.m. de rotație atît în ea însăși cît și în componenta în cuadratură. Similar, cîmpurile magnetice învîrtitoare excitate de înfășurarea în cuadratură vor induce t.e.m. atît în cele două înfășurări coaxiale cît și în ea însăși.

Din toate aceste considerente rezultă că motorul monofazat cu înfășurările statorice dispuse sub un unghi θ oarecare, poate fi echivalat cu un altul cu înfășurări în cuadratură, pentru care, pe baza metodei cîmpurilor magnetice învîrtitoare, se poate stabili un circuit electric echivalent ceea ce va permite scrierea ecuațiilor de funcționare.

Dacă se notează cu A și B înfășurările statorice decalate spațial cu $\theta°$ el, iar cu k raportul numerelor efective de spire ale celor două înfășurări, $k = w_B k_{wB} / w_A k_{wA}$ și se alege axa înfășurării A ca axă de referință, reprezentînd înfășurarea B prin cele două componente în cuadratură, atunci rapoartele dintre numerele efective de spire ale celor două componente și numărul de spire al înfășurării A sînt respectiv :

— pentru componenta în axă cu A $k_d = k \cos \theta$, (1)

— pentru componenta în cuadratură $k_q = k \cdot \sin \theta$. (2)

Rapoartele k_d și k_q vor servi la reducerea parametrilor înfășurărilor în axă și cuadratură la numărul de spire al înfășurării A, fapt ce permite reprezentarea corespunzătoare a parametrilor din circuitul echivalent.

2. Ipoteze

1. Se consideră numai fundamentalele t.e.m. și a tensiunii la borne. Efectele armonicilor spațiale sînt neglijate cu excepția celor din reactanțele de dispersie.

2. Pentru înfășurările de pe aceeași axă se consideră un cuplaj magnetic perfect atît în cîmpul de dispersie cît și în cîmpul util.

3. Pierderile din fier sînt modelate printr-o rezistență echivalentă, în derivație, între r_1 și x_1 așa cum a fost sugerat de Trickey [5], modalitate ce conduce în cazul motoarelor mici la rezultate mai apropiate de experiment.

4. Pierderile prin ventilație, de frecare cît și cele superficiale sînt presupuse a varia cu pătratul vitezei și sînt considerate ca simple sarcini mecanice la arborele rotorului. Ele sînt scăzute din puterea mecanică.

3. Condensatorul în derivație cu înfășurarea B

În figura 1 *a* este reprezentat motorul monofazat de referință iar în figura 1 *b* motorul echivalent.

Întrucît curentul prin înfășurarea A este defazat înaintea curentului din înfășurarea B, sensul de rotație al rotorului, conform conexiunii indicate, va fi dinspre înfășurarea A către B.

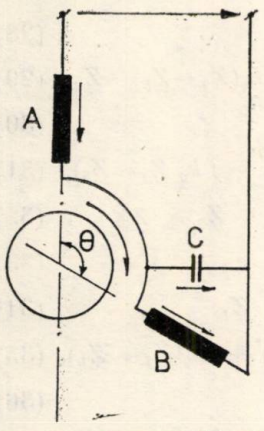


Fig. 1 a. Motorul de referință (C în derivație cu B).

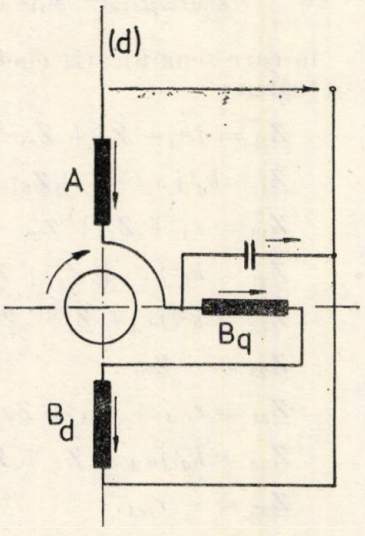


Fig. 1 b. Motorul echivalent (C în derivație cu B).

Corespunzător configurației înfășurărilor motorului echivalent, în figura 2 s-a reprezentat circuitul electric echivalent cu parametrii componentelor înfășurării B raportați la numărul de spire al înfășurării A.

Este evident că, în cazul dispariției asimetriei unghiulare ($\theta = 90°$) circuitul echivalent din figura 2 se reduce la un circuit echivalent clasic, pentru care pot fi scrise ecuații identice cu cele din [1 și 2].

Corespunzător cu modul de tratare a pierderilor din fier în figura 2 se subliniază prezența rezistențelor r_{feA} și r_{feB}, pe care se disipă o putere electrică echivalentă pierderilor din fier.

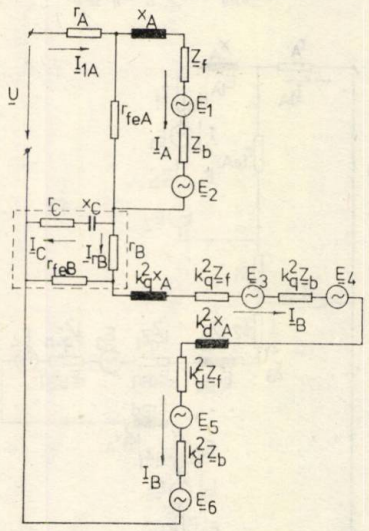


Fig. 2. Circuitul electric echivalent (C în derivație cu B).

Utilizarea circuitului echivalent din figura 2 conduce la scrierea a 6 ecuații simultane avînd ca necunoscute curenții din înfășurările statorice, curenții din rezistențele echivalente pierderilor și curentul prin reactanța capacitivă.

În scopul simplificării ecuațiilor de funcționare, în figura 3 se prezintă un circuit modificat în care :

$$\underline{Z}_1 = r_B(r_C - jx_C)/(r_B + r_C + r_{feB} - jx_C), \quad (3)$$

$$\underline{Z}_2 = r_B\, r_{feB}/(r_B + r_C + r_{feB} - jx_C), \quad (4)$$

$$\underline{Z}_3 = r_{feB}\,(r_C - jx_C)/(r_B + r_C + r_{feB} - jx_C). \quad (5)$$

În schema echivalentă, t.e.m. induse de cîmpurile magnetice învîrtitoare excitate de o înfășurare în cealaltă înfășurare dispusă în cuadratură, s-au figurat prin simbolul surselor de tensiune.

În cele ce urmează se vor explicita toate t.e.m. reprezentate în schema echivalentă din figura 3.

T.e.m. induse în înfășurarea A de către cîmpurile proprii, cît și prin cuplajul transformatoric cu înfășurarea B_d sînt :

$$\underline{E}_{fA} = \underline{I}_A\,\underline{Z}_f + \underline{I}_B\,k_d\,\underline{Z}_f\,, \quad (6)$$

$$\underline{E}_{bA} = \underline{I}_A\,\underline{Z}_b + \underline{I}_B\,k_d\,\underline{Z}_b. \quad (7)$$

T.e.m. similare induse în componenta B_d, coaxială cu A sînt :

$$\underline{E}_{fBd} = \underline{I}_B\,k_d^2\,\underline{Z}_f + \underline{I}_A\,k_d\,\underline{Z}_f, \quad (8)$$

$$\underline{E}_{bBd} = \underline{I}_B\,k_d^2\,\underline{Z}_b + \underline{I}_A\,k_d\,\underline{Z}_b. \quad (9)$$

T.e.m. induse în componenta B_q de către cîmpurile proprii sînt :

$$\underline{E}_{fBq} = \underline{I}_B k_q^2 \underline{Z}_f \tag{10}$$

$$\underline{E}_{bBq} = \underline{I}_B k_q^2 \underline{Z}_b. \tag{11}$$

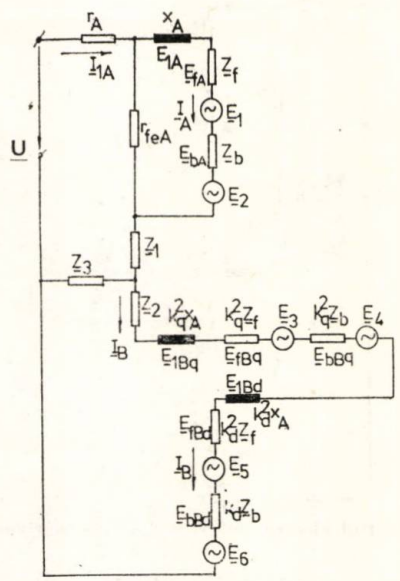


Fig. 3. Circuitul electric modificat (C în derivație cu B).

T.e.m. induse de cîmpurile de dispersie în înfășurarea A și în componenta B_q sînt :

$$\underline{E}_{1A} = j(\underline{I}_A x_A + \underline{I}_B k_d x_A), \tag{12}$$

$$\underline{E}_{1Bd} = j(\underline{I}_A k_d x_A + \underline{I}_B k_d^2 x_A), \tag{13}$$

iar t.e.m. de dispersie indusă în înfășurarea B_q este :

$$\underline{E}_{1Bq} = j \underline{I}_B k_q^2 x_A. \tag{14}$$

T.e.m. induse în înfășurările A și B_d de către cîmpurile magnetice circulare direct și invers, excitate de înfășurarea în cuadratură B_q sînt :

$$\underline{E}_1 = j \underline{I}_B k_q \underline{Z}_f, \tag{15}$$

$$\underline{E}_2 = -j \underline{I}_B k_q \underline{Z}_b, \tag{16}$$

$$\underline{E}_5 = j \underline{I}_B k_d k_q \underline{Z}_f \tag{17}$$

$$\underline{E}_6 = -j \underline{I}_B k_d k_q \underline{Z}_b. \tag{18}$$

T.e.m. induse în componenta B_q de către cîmpurile magnetice învîrtitoare excitate de cele două înfășurări coaxiale A și B_d sînt :

$$\underline{E}_3 = -j(\underline{I}_A + k_d \underline{I}_B) k_q \underline{Z}_f, \tag{19}$$

$$\underline{E}_4 = j(\underline{I}_A + k_d \underline{I}_B) k_q \underline{Z}_b. \tag{20}$$

Ecuațiile ce descriu circuitul electric echivalent din figura 3 pot fi scrise acum sub forma :

$$\underline{I}_{1A}(r_A + \underline{Z}_1 + \underline{Z}_3) + \underline{E}_{1A} + \underline{E}_{fA} + \underline{E}_1 + \underline{E}_{bA} + \underline{E}_2 - \underline{I}_B \underline{Z}_3 = \underline{U} \tag{21}$$

$$\underline{I}_B(\underline{Z}_3 + \underline{Z}_2) + \underline{E}_{1Bq} + \underline{E}_{fBq} + \underline{E}_3 + \underline{E}_{bBq} + \underline{E}_4 + \underline{E}_{1Bd} + \underline{E}_{fBd} + \underline{E}_5 + \underline{E}_{bBd} + \underline{E}_6 - \underline{I}_{1A} \underline{Z}_3 = 0, \tag{22}$$

$$\underline{E}_{1A} + \underline{E}_{fA} + \underline{E}_1 + \underline{E}_{bA} + \underline{E}_2 + r_{feA}(\underline{I}_A - \underline{I}_{1A}) = 0. \tag{23}$$

Sistemul (21)—(23) conduce la stabilirea expresiilor curenților $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$ și $\underline{I}_{1A}$ sub forma generală :

$$\underline{I}_A = \underline{U}(\underline{Z}_{22}\underline{Z}_{33} - \underline{Z}_{32}\underline{Z}_{23})/\underline{D}, \tag{24}$$

$$\underline{I}_B = \underline{U}(\underline{Z}_{31}\underline{Z}_{23} - \underline{Z}_{21}\underline{Z}_{33})/\underline{D}, \tag{25}$$

$$\underline{I}_{1A} = \underline{U}(\underline{Z}_{21}\underline{Z}_{32} - \underline{Z}_{31}\underline{Z}_{22})/\underline{D}, \tag{26}$$

cu :

$$\underline{D} = \underline{Z}_{11}\underline{Z}_{22}\underline{Z}_{33} + \underline{Z}_{21}\underline{Z}_{32}\underline{Z}_{13} + \underline{Z}_{31}\underline{Z}_{12}\underline{Z}_{23} - \underline{Z}_{31}\underline{Z}_{22}\underline{Z}_{13} - \underline{Z}_{11}\underline{Z}_{32}\underline{Z}_{23} - \underline{Z}_{21}\underline{Z}_{12}\underline{Z}_{33}, \tag{27}$$

în care semnificația coeficienților $\underline{Z}$ este următoarea :

$$\underline{Z}_{11} = jx_A + Z_f + \underline{Z}_b, \tag{28}$$

$$\underline{Z}_{12} = k_d' j\, x_A + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b) + jk_q(\underline{Z}_f - \underline{Z}_b) - \underline{Z}_3, \tag{29}$$

$$\underline{Z}_{13} = r_A + \underline{Z}_1 + \underline{Z}_3, \tag{30}$$

$$\underline{Z}_{21} = k_d' j\, x_A + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b) - j\, k_q' \underline{Z}_f - \underline{Z}_b), \tag{31}$$

$$\underline{Z}_{22} = k^2(jx_A + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b) + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3, \tag{32}$$

$$\underline{Z}_{23} = -\underline{Z}_3, \tag{33}$$

$$\underline{Z}_{31} = r_{feA} + jx_A + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b, \tag{34}$$

$$\underline{Z}_{32} = k_d'(jx_A + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b) + jk_q'\underline{Z}_f - \underline{Z}_b), \tag{35}$$

$$\underline{Z}_{33} = -r_{feA}. \tag{36}$$

Puterea electromagnetică transmisă rotorului prin intermediul cîmpurilor circulare directe, respectiv inverse se poate calcula cu relațiile :

$$P_{Mf} = Re[(\underline{E}_{fA} + \underline{E}_1)\underline{I}_A^* + (\underline{E}_{fBq} + \underline{E}_3 + \underline{E}_{fBd} + \underline{E}_5)\,\underline{I}_B^*], \tag{37}$$

$$P_{Mb} = Re[(\underline{E}_{bA} + \underline{E}_2)\,\underline{I}_A^* + \underline{E}_{bBq} + \underline{E}_4 + \underline{E}_{bBd} + \underline{E}_6)\,\underline{I}_B^*], \tag{38}$$

în care Re indică partea reală iar „*" denotă conjugata.

În urma efectuării operațiilor indicate de (37) și (38) se obține:

$$P_{Mf} = R_f[I_A^2 + k^2 I_B^2 + 2 k I_A I_B \cos(\theta - \varphi)] = R_f|\underline{I}_f|^2, \quad (39)$$

$$P_{Mb} = R_b[I_A^2 + k^2 I_B^2 + 2 k I_A I_B \cos(\theta + \varphi)] = R_b|\underline{I}_b|^2. \quad (40)$$

În aceste expresii $\underline{I}_f$, respectiv $\underline{I}_b$ au semnificația unor curenți echivalenți corespunzători cîmpurilor circulare direct, respectiv invers și pot fi stabiliți prin sumarea coeficienților lui $\underline{Z}_f$, respectiv $\underline{Z}_b$ din ecuația (21), stabilind:

$$\underline{I}_f = \underline{I}_A + \underline{I}_B(k_d + j\,k_q), \quad (41)$$

$$\underline{I}_b = \underline{I}_A + \underline{I}_B(k_d - j\,k_q). \quad (42)$$

Valoarea medie a cuplului electromagnetic dezvoltat de motor se calculează cu relația:

$$M = M_f - M_b, \quad (43)$$

în care:

$$M_f = P_{Mf}/\Omega_1, \quad (44)$$

$$M_b = P_{Mb}/\Omega_1, \quad (45)$$

iar pierderile electrice din circuitul rotoric datorate cîmpului direct respectiv invers se determină cu relațiile:

$$p_{2f} = s\,P_{Mf}, \quad (46)$$

$$p_{2b} = (2 - s)P_{Mb}. \quad (47)$$

În felul acesta, procedura de calcul a performanțelor motorului la orice alunecare s este următoarea:

1. Se calculează impedanța asociată cîmpului direct:

$\underline{Z}_f = R_f + jX_f$ astfel:

a. Fie $R_{2f} = r_2'/s$. Atunci $\underline{Z}_{2f} = R_{2f} + j\,x_2'$;

b. $\underline{Z}_f = 0{,}5\,j\,x_m\underline{Z}_{2f}/(\underline{Z}_{2f} + jx_m)$.

2. Se calculează impedanța asociată cîmpului invers:

$\underline{Z}_b = R_b + jX_b$.

Astfel:

a. Fie $R_{2b} = r_2'/(2 - s)$. Atunci $\underline{Z}_{2b} = R_{2b} + jx_2'$,

b. $\underline{Z}_b = 0{,}5\,jx_m\underline{Z}_{2b}/(\underline{Z}_{2b} + jx_m)$.

3. Se calculează k_d și k_q utilizînd relațiile (1) și (2).

4. Cu relațiile (3), (4) și (5) se calculează impedanțele $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$.

5. Se calculează coeficienții $\underline{Z}_{11} \ldots \underline{Z}_{33}$ cu relațiile (28) ... (36).

6. Se calculează curenții din înfășurări utilizînd expresiile generale (24) — (27), cît și curenții din toate laturile circuitului real din figura 2.

7. Se obține cuplul direct, invers și cel rezultant utilizînd relațiile (43), (44) și (45).

8. Se calculează pierderile electrice totale din rotor prin utilizarea relațiilor (46) și (47).

9. Prin utilizarea relațiilor clasice se calculează restul pierderilor, puterea absorbită, factorul de putere, puterea utilă, randamentul etc.

4. Condensatorul în derivație cu înfășurarea *A*

O altă conexiune posibilă a condensatorului la motorul monofazat fără înfășurare de pornire este cea prezentată în figura 4 a. În figura 4 b este indicat motorul echivalent.

Întrucît curentul din înfășurarea *B* este defazat înaintea curentului din înfășurarea *A*,

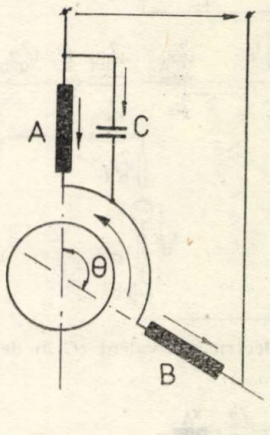


Fig. 4 a. Motorul de referință (*C* în derivație cu *A*).

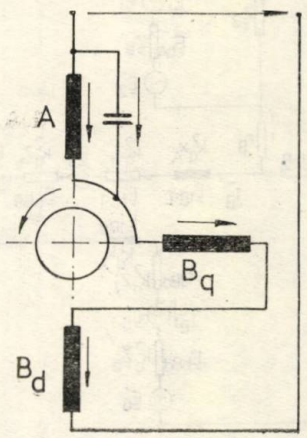


Fig. 4 b. Motorul echivalent (*C* în derivație cu *A*).

sensul de rotaţie al rotorului se va stabili dinspre înfăşurarea B către A.

Performanţele motorului în această conexiune pot fi stabilite direct, utilizînd ecuaţiile obţinute în § 4 dacă : a—se va inversa înfăşurarea B cu A şi vice-versa, b—se va utiliza inversul raportului k, şi c—se va raporta parametrii înfăşurării A la înfăşurarea B. Pentru evitarea oricărei confuzii se preferă stabilirea exactă a ecuaţiilor.

În figura 5 s-a reprezentat circuitul electric echivalent, iar în figura 6 circuitul electric modificat în care parametrii $\underline{Z}'_1$, $\underline{Z}'_2$, şi $\underline{Z}'_3$ sînt specificaţi mai jos :

$$\underline{Z}'_1 = r_A(r_C - j\,x_C)/(r_A + r_{feA} + r_C - jx_C), \quad (48)$$

$$\underline{Z}'_2 = r_A\, r_{feA}/(r_A + r_{feA} + r_C - j\,x_C), \quad (49)$$

$$\underline{Z}'_3 = r_{feA}(r_C - jx_C)/(r_A + r_{feA} + r_C - jx_C). \quad (50)$$

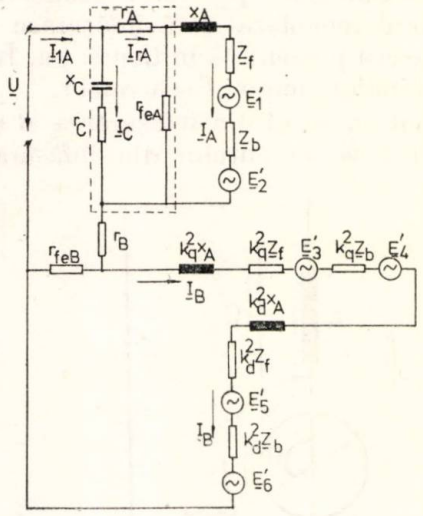


Fig. 5. Circuitul electric echivalent (C în derivaţie cu A).

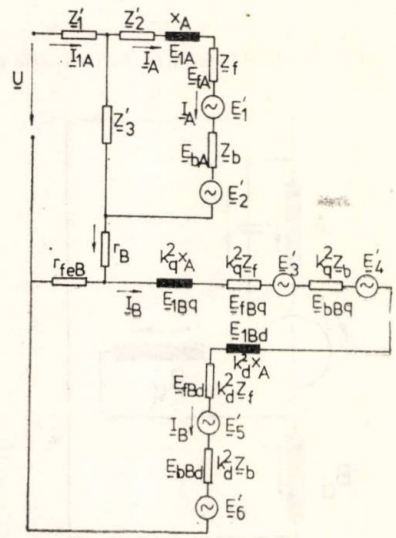


Fig. 6. Circuitul electric modificat (C în derivaţie cu A).

Circuitul electric modificat din figura 6 conţine aceleaşi t.e.m. cu excepţia termenilor în „j" (15), (16), (17), (18), (19) şi (20) care au semn schimbat şi aceasta numai datorită inversării sensului de rotaţie.

Din aceste motive curenţii $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$ şi $\underline{I}_{1A}$ se determină cu relaţii generale de aceeaşi formă cu (24). (25), (26), (27), în care coeficienţii $\underline{Z}$ se vor reactualiza după cum urmează :

$$\underline{Z}_{11} = jx_A + \underline{Z}'_2 + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b, \quad (51)$$

$$\underline{Z}_{12} = k_d(jx_A + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b) - jk_q(\underline{Z}_f - \underline{Z}_b) - r_{feB}, \quad (52)$$

$$\underline{Z}_{13} = r_B + r_{feB} + \underline{Z}'_1, \quad (53)$$

$$\underline{Z}_{21} = k_d(j\,x_A + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b) + jk_q(\underline{Z}_f - \underline{Z}_b), \quad (54)$$

$$\underline{Z}_{22} = k^2(j\,x_A + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b) + r_{feB}, \quad (55)$$

$$\underline{Z}_{23} = -\,r_{feB}, \quad (56)$$

$$\underline{Z}_{31} = jx_A + \underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_3 + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b, \quad (57)$$

$$\underline{Z}_{32} = k_d(jx_A + \underline{Z}_f + \underline{Z}_b) - jk_q(\underline{Z}_f - \underline{Z}_b), \quad (58)$$

$$\underline{Z}_{33} = -\,\underline{Z}'_3. \quad (59)$$

Puterile electromagnetice corespunzătoare cîmpurilor circulare direct, respectiv invers, se calculază cu relaţiile (39) şi (40), în care însă curenţii echivalenţi direct, respectiv invers, vor fi daţi de :

$$\underline{I}_f = \underline{I}_A + \underline{I}_B(k_d - jk_q), \quad (60)$$

$$\underline{I}_b = \underline{I}_A + \underline{I}_B(k_d + jk_q), \quad (61)$$

determinaţi în acelaşi mod ca şi cei din relaţiile (41) şi (42).

Cu aceste precizări stabilirea caracteristicilor de funcţionare poate fi efectuată urmărind întocmai succesiunea calculelor indicată în procedura de la finele secţiunii precedente.

Tabelul 1. Condensatorul în derivaţie cu înfăşurarea B.

	θ - 60°				θ-90°				θ-120°			
	PORNIRE		FUNCŢION.		PORNIRE		FUNCŢION.		PORNIRE		FUNCŢION.	
	U_1^*	U_1^{**}	U_1^*	U_1^{**}	U_1^*	U_1^{**}	U_1^*	U_1^{**}	U_1^*	U_1^{**}	U_1^*	U_1^{**}
I_A (A)	0,560	0,827	0,207	0,306	0,723	1,069	0,301	0,446	0,976	1,443	0,509	0,753
I_B (A)	0,629	0,929	0,213	0,315	0,777	1,148	0,256	0,378	1,002	1,481	0,389	0,575
I_1 (A)	0,565	0,836	0,218	0,322	0,727	1,074	0,310	0,458	0,976	1,443	0,513	0,759
P_1 (W)	117,53	256,83	50,03	109,32	156,97	343,01	71,14	155,46	220,75	482,39	117,99	257,86
P_2 (W)	0	0	32,60	71,23	0	0	46,55	101,71	0	0	70,32	153,67
M(Nm)	0,040	0,088	0,189	0,412	0,067	0,147	0,269	0,589	0,090	0,197	0,407	0,889

$U_1^* = 230$ V $\quad U_1^{**} = 340$ V

Tabelul 2. Condensatorul în derivaţie cu înfăşurarea *A*.

	θ=60°				θ=90°				θ=120°			
	PORNIRE		FUNCŢION.		PORNIRE		FUNCŢION.		PORNIRE		FUNCŢION.	
	U_1^*	U_1^{**}	U_1^*	U_1^{**}	U_1^*	U_1^{**}	U_1^*	U_1^{**}	U_1^*	U_1^{**}	U_1^*	U_1^{**}
I_A(A)	0,611	0,904	0,205	0,303	0,755	1,116	0,248	0,366	0,972	1,437	0,381	0,563
I_B(A)	0,577	0,854	0,210	0,311	0,742	1,097	0,303	0,447	0,995	1,471	0,503	0,744
I_1(A)	0,582	0,860	0,217	0,321	0,746	1,103	0,309	0,457	0,998	1,476	0,509	0,753
P_1(W)	108,16	236,37	45,46	99,35	147,42	322,14	65,04	142,13	213,95	467,54	109,86	240,08
P_2(W)	0	0	29,44	64,34	0	0	39,48	86,27	0	0	53,94	117,88
M (Nm)	0,015	0,034	0,170	0,372	0,020	0,044	0,228	0,449	0,017	0,036	0,312	0,682

$U_1^* = 230$, $U_1^{**} = 340$

5. Exemplu numeric

Cu scopul de a ilustra influenţa decalajului spaţial dintre înfăşurările statorice înseriate se prezintă în continuare rezultatele numerice obţinute în cazul unui motor tipic cu condensator de 0,2 CP, 230 V, 60 Hz, 4 poli, selectat din literatură [3]. Parametrii motorului obţinuţi din considerente de proiectare sînt daţi mai jos.

$r_A = 32{,}255\ \Omega$; $x_A = 35{,}49\ \Omega$; $r_B = 135{,}194\ \Omega$;
$x_B = 61{,}938\ \Omega$; $r_2' = 36{,}453\ \Omega$; $x_2' = 21{,}238\ \Omega$;
$x_m = 735{,}544\ \Omega$; $r_{feA} = 6884{,}05\ \Omega$;
$r_{feB} = 12\,014{,}2\ \Omega$;
$k = 1{,}32107$; $C = 3{,}05\ \mu F$;

avînd :

$x_C = 869{,}699\ \Omega$; $r_C = 60{,}879\ \Omega$.

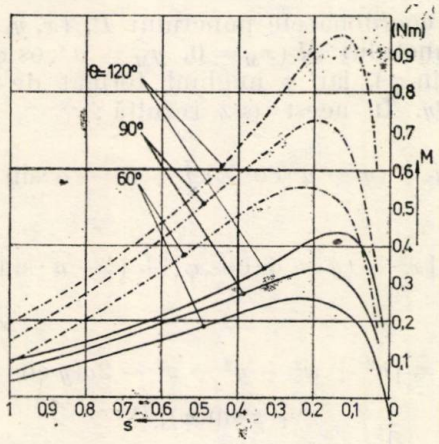


Fig. 7. Caracteristicile $M = f(s)$ pentru motorul cu condensator în derivaţie cu înfăşurarea *B* : ———— $U = 230$ V; — . — . — . — . $U = 340$ V.

Caracteristicile motorului au fost stabilite urmînd pas cu pas procedura indicată anterior pentru cele două conexiuni posibile ale condensatorului şi trei valori ale unghiului θ, programul fiind rulat pe un calculator FELIX C 256.

Ca rezultate finale se prezintă în tabelul 1 caracteristicile de pornire şi funcţionare la $n = 1\,650$ r.p.m. şi două nivele ale tensiunii de alimentare pentru conexiunea indicată în figura 1 a şi similar, în tabelul 2, pentru conexiunea din figura 4 a. De asemenea, în figurile 7 şi 8 sînt reprezentate caracteristicile mecanice obţinute cu cele două conexiuni posibile ale condensatorului la motorul monofazat specificat mai sus.

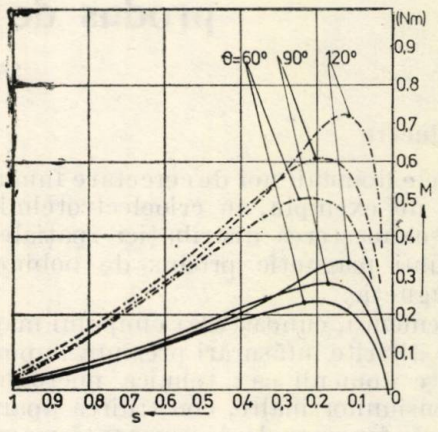


Fig. 8. Caracteristicile $M = f(s)$ pentru motorul cu condensator în derivaţie cu înfăşurarea *A* : ———— $U = 230$ V; — . — . — . — $U = 340$ V.

6. Concluzii

În lucrare se extind cu succes conceptele teoriei cîmpurilor magnetice învîrtitoare şi în cazul motorului de inducţie monofazat cu înfăşurările statorice înseriate şi dispuse sub un unghi oarecare. Ecuaţiile stabilite se confirmă pentru configuraţii de înfăşurări în cuadratură, caz în care se regăsesc expresiile din [1] şi [2].

Cînd înfăşurările statorice sînt dispuse spaţial sub diferite unghiuri există deosebiri considerabile ale caracteristicilor de pornire şi funcţionare. Se remarcă o îmbunătăţire a performanţelor motorului în cazul dispunerii înfăşurărilor statorice în general sub unghiuri mai mari de 90° şi în particular la 120°.

Pe de altă parte se poate constata o ameliorare a caracteristicilor de funcţionare, în general, şi a cuplului de pornire, în special, dacă raportul numărului efectiv de spire a înfăşurării şuntate de condensator către numărul efectiv de spire al celeilalte înfăşurări este supraunitar.

Bibliografie

[1] *Veinott, C.G.* Performance Calculations of the Two—Speed Shunted Capacitor Motor. In I.E.E.E. Trans. on P.A.S.Vol. **96**, no. 4, July/August 1977, p. 1132—1136.

[2] *Guru, B.S., Torrey, D.* Performance Calculations on Two — Speed Shunted Capacitor Motors by Cross — Field Theory. In : Electric Machines and Electromechanics, Vol. **1**, No. 4, 1977. p. 315—324.

[3] *Guru, B.S.* Revolving — Field Analysis of Capacitor Motors with Nonquadrature Windings. In : Electric Machines and Electromechanics, 1978, Vol. **3**, p. 11—20.

[4] *Guru, B.S.* Revolving — Field Analysis of T and L — Connected Capacitor Motors with Arbitrarily Displaced Windings. In I.E.E.E. Trans on P.A.S., Vol. **98**, July/Aug., 1979, pg. 1198—1207.

[5] *Trickey, P.H.* Iron Loss Calculations on Fractional Horsepower Induction Motors. In A.I.E.E. Trans, No. 2, 1959, p. 1663—1669.

CZ 621.318.4.013.538.122

SOLENOID CILINDRIC
CÎMP MAGNETIC
DISTRIBUȚIE SPAȚIALĂ

Calculul distribuției spațiale a cîmpului magnetic produs de un solenoid cilindric

SAUL PASĂRE* — Craiova

Introducere

În unele domenii noi de cercetare fundamentală, ca de exemplu, în crioelectrotehnică, se impune cunoașterea distribuției spațiale reale a cîmpului magnetic produs de bobine fără miez magnetic.

De asemenea, cunoașterea cîmpului magnetic creat de diferite înfășurări prezintă importanță și în alte domenii ca : tehnica microundelor, cea a tensiunilor înalte, construirea aparatelor de măsură, fenomenele de rezonanță magnetică sau electronică.

Utilizarea eficientă a unei bobine necesită cunoașterea distribuției spațiale a cîmpului magnetic creat, în general, pe anumite direcții, sau pe direcții corespunzătoare de cîmp uniform.

Lucrările de specialitate prezintă formule de calcul al cîmpului, în cele mai multe cazuri, pe axa solenoidului [4, 5], iar altele indică moduri de calcul al cîmpului într-un punct, după o singură direcție [2], sau după două direcții [1, 3].

În lucrarea de față se prezintă o metodă generală de calcul al intensității cîmpului magnetic într-un punct oarecare, creat de o bobină cilindrică fără miez magnetic, utilizînd formula directă a lui Biot-Savart-Laplace [1].

1. Calculul cîmpului magnetic produs de o spiră circulară într-un punct oarecare

Se consideră o spiră circulară de rază a, parcursă de curentul constant I și așezată într-un mediu cu permeabilitatea magnetică μ. Diametrul conductorului spirei Φ se consideră mult mai mic decît raza a ($\Phi \ll a$). Se va determina intensitatea cîmpului magnetic într-un punct curent $P(x, y, z)$. Calculele se vor face într-un sistem trirectangular de axe de coordonate cu originea în centrul spirei și planul yOz conținut în planul spirei (fig. 1).

Intensitatea cîmpului magnetic în punctul P este dată de formula lui Biot-Savart-Laplace [1] :

$$\bar{H} = \frac{I}{4\pi} \oint_{\Gamma} \frac{d\bar{l} \times \bar{R}}{R^3}, \qquad (1)$$

unde : (Γ) este conturul spirei căruia i se asociază elementul vectorial de linie $d\bar{l}$, iar $\bar{R}$ este raza vectoare a elementului $d\bar{l}$ în raport cu punctul P.

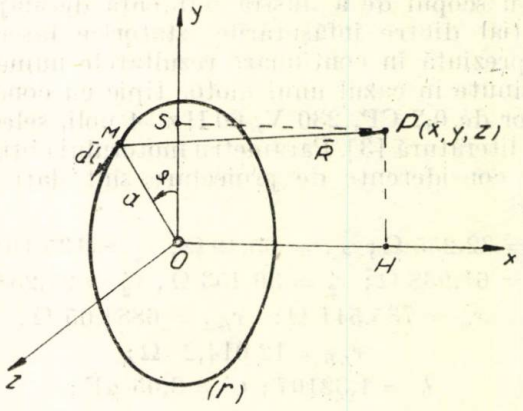


Fig. 1. Explicativă la calculul cîmpului magnetic produs de o spiră circulară parcursă de curentul constant I.

Fie coordonatele punctului P, (x, y, z), cele ale punctului M ($x_M = 0$, $y_M = a \cdot \cos \varphi$, $z_M = a \cdot \sin \varphi$), iar φ unghiul format de OM cu axa Oy. În acest caz rezultă :

$$\bar{R} = x\bar{i} + (y - a \cdot \cos \varphi)\,\bar{j} + (z - a \cdot \sin \varphi)\bar{k}, \qquad (2)$$

și :

$$R^3 = [x^2 + (y - a \cdot \cos \varphi)^2 + (z - a \cdot \sin \varphi)^2]^{3/2}, \qquad (3)$$

sau :

$$R^3 = [a^2 + x^2 + y^2 + z^2 - 2a(y \cos \varphi + z \sin \varphi)]^{3/2}. \qquad (4)$$

Elementul vectorial de linie $d\bar{l}$ fiind conținut în planul yOz are componente doar după axele Oy și Oz :

$$d\bar{l} = -dl \cdot \sin \varphi \cdot \bar{j} + dl \cdot \cos \varphi \cdot \bar{k}. \qquad (5)$$

Întrucît $dl = a\,d\varphi$, relația (5) devine :

$$d\bar{l} = -a \cdot \sin \varphi \cdot d\varphi \cdot \bar{j} + a \cdot \cos \varphi \cdot d\varphi \cdot \bar{k}. \qquad (6)$$

Calculînd produsul vectorial $d\bar{l} \times \bar{R}$, se obține :

$$d\bar{l} \times \bar{R} = a(a - z \cdot \sin \varphi - y \cdot \cos \varphi) \cdot d\varphi \cdot \bar{i} + ax \cos \varphi \cdot d\varphi \cdot \bar{j} + ax \cdot \sin \varphi \cdot d\varphi \cdot \bar{k}. \qquad (7)$$

* Ing. *Pasăre, S.* este asistent la Facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova.

Înlocuind rezultatele intermediare în relaţia (1) se obţin :

— componenta cîmpului magnetic după direcţia Ox :

$$H_x = I\frac{a}{4\pi}\int_0^{2\pi} \cdot \frac{a - z\sin\varphi - y\cos\varphi}{[a^2+x^2+y^2+z^2-2a(y\cos\varphi+z\sin\varphi)]^{3/2}} \cdot d\varphi, \tag{8}$$

— componenta cîmpului magnetic după direcţia Oy :

$$H_y = I\frac{a}{4\pi}\int_0^{2\pi} \cdot \frac{x\cos\varphi}{[a^2+x^2+y^2+z^2-2a(y\cos\varphi+z\sin\varphi)]^{3/2}} \cdot d\varphi. \tag{9}$$

Întrucît problema prezintă o simetrie de revoluţie, pentru simplificarea formulelor se alege sistemul trirectangular $Oxyz$ astfel ca punctul P să fie conţinut în planul xOy, deci $z = 0$. Componenta cîmpului după axa Oz este nulă ($H_z = 0$), iar celelalte componente devin :

$$H_x = I\frac{a}{4\pi}\int_0^{\pi} \frac{a - y\cos\varphi}{(a^2+x^2+y^2-2ay\cdot\cos\varphi)^{3/2}} \cdot \mathrm{d}\varphi, \tag{10}$$

$$H_y = I\frac{a}{2\pi}\int_0^{\pi} \frac{x\cdot\cos\varphi}{(a^2+x^2+y^2-2ay\cdot\cos\varphi)^{3/2}} \cdot \mathrm{d}\varphi. \tag{11}$$

Dacă se face substituţia $\varphi = \pi - 2\,\theta$, $d\varphi = -2\,\mathrm{d}\theta$, $\cos\varphi = 2\cdot\sin^2\theta - 1$, noile limite de integrare sînt $[0, \pi/2]$, iar relaţia (10) devine :

$$H_x = \frac{a}{\pi} I\int_0^{\pi/2} \cdot \frac{a - y(2\sin^2\theta - 1)}{(a^2 + x^2 + y^2 - 4ay\cdot\sin^2\theta + 2ay)^{2/2}} \cdot \mathrm{d}\theta = \frac{a}{\pi} I\left[\int_0^{\pi/2} \frac{a\,d\theta}{[x^2 + (a+y)^2 - 4ay\sin^2\theta]^{3/2}} - \int_0^{\pi/2} \frac{y(2\sin^2\theta - 1)\,\mathrm{d}\theta}{[x^2+(a+y)^2-4ay\sin^2\theta]^{3/2}}\right]. \tag{12}$$

Cu notaţiile :

$$k^2 = \frac{4ay}{x^2+(a+y)^2}\ ;\ [x^2 + (a+y)^2]^{3/2} = \frac{80y\sqrt{ay}}{k^3}\ ;\ k < 1, \tag{13}$$

expresia (12) devine :

$$H_x = I\frac{ak^3}{8\pi\sqrt{ay}}\left[\frac{1}{y}\int_0^{\pi/2} \frac{\mathrm{d}\theta}{(1-k^2\sin^2\theta)^{3/2}} - \frac{1}{a}\int_0^{\pi/2} \frac{(2\sin^2\theta - 1)\,\mathrm{d}\theta}{(1-k^2\sin^2\theta)^{3/2}}\right]. \tag{14}$$

Ţinînd seama [3] că :

$$\int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{(1-k^2\sin^2\theta)^{3/2}} = \frac{1}{1-k^2}\cdot J_2, \tag{15}$$

$$\int_0^{\pi/2} \frac{2\sin^2\theta - 1}{(1-k^2\sin^2\theta)^{3/2}}\,\mathrm{d}\theta = \frac{1}{k^2(1-k^2)}[(2-k^2)J_2 - 2(1-k^2)J_1]. \tag{16}$$

(unde J_1 şi J_2 sînt integrale eliptice complete de speţa întîia şi a doua), se obţine, după prelucrări :

$$H_x = I\frac{k}{4\pi\sqrt{ay}}\left(J_1 + \frac{a^2 - x^2 - y^2}{x^2 + (a-y)^2} J_2\right). \tag{17}$$

În mod similar se determină :

$$H_y = I\frac{k}{4\pi\sqrt{ay}}\cdot\frac{x}{y}\left(-J_1 + \frac{a^2+x^2+y^2}{x^2+(a-y)^2} J_2\right). \tag{18}$$

Expresiile (17) şi (18) se mai scriu sub forma ;

$$H_x = k_{sx}\cdot I\ ;\ H_y = k_{sy}\cdot I. \tag{19}$$

unde k_{sx} şi k_{sy} sînt coeficienţi de distribuţie specifică a cîmpului magnetic după direcţia Ox, respectiv Oy, pentru o spiră şi depind numai de elementele geometrice ale spirei şi de poziţia punctului din spaţiu.

În literatură [3] relaţiile (17) şi (18) se obţin calculînd mai întii potenţialul magnetic vector $\bar{A}$ şi apoi determinînd $\bar{H} = \frac{1}{\mu} \text{rot } \bar{A}$, după calcule greoaie care implică, printre altele, derivate de integrale.

Dacă în relaţia (10) se introduce $x = \rho$ şi $y = -d$, se obţine cazul tratat în lucrarea [2], care utilizează o metodă geometrică restrictivă şi complicată.

Cazurile particulate tratate şi în literatură [4], [5] se obţin simplu din relaţiile (10), (11) sau (17), (18).

2. Calculul cîmpului magnetic produs de un solenoid cilindric într-un punct oarecare

2.1. *Cazul solenoidului cu spire aşezate într-un singur strat*

Se consideră un solenoid cilindric de lungime $2b$, cu diametrul $2a$, fără miez magnetic, cu N spire aşezate strîns într-un singur strat, parcurse de curentul I.

Întrucît, în practică, o importanţă deosebită prezintă componenta cîmpului după direcţia axei Ox se va calcula $H_x(x, y)$ într-un punct curent $P(x, y)$.

Dacă se notează cu dH_x cîmpul magnetic produs în punctul P de spira de rază a, la distanţa $x + \xi$ faţă de punct şi parcursă de curentul :

$$dI = \frac{NI}{2b} \cdot d\xi, \tag{20}$$

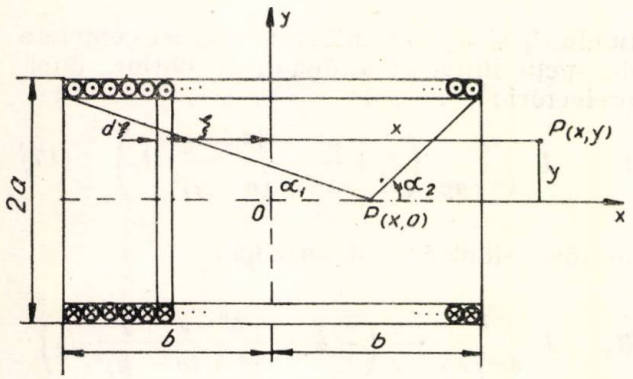


Fig. 2. Explicativă la calculul cîmpului magnetic produs de un solenoid cilindric cu spirele aşezate într-un singur strat parcurs de curentul I.

se obţine relaţia :

$$dH_x = \frac{a}{2\pi} \cdot \frac{NI}{2b} d\xi \cdot \int_0^{\pi} \frac{a - y \cdot \cos\varphi}{[(x+\xi)^2 + a^2 + y^2 - 2ay\cos\varphi]^{3/2}} \cdot d\varphi. \tag{21}$$

Cîmpul magnetic total H_x, produs de solenoid în punctul P are expresia :

$$H_x = \int_{-b}^{+b} dH_x = \frac{a}{4\pi} \cdot \frac{NI}{b} \cdot \int_0^{\pi} \int_{-b}^{+b} \frac{a - y \cdot \cos\varphi}{[(x+\xi)^2 + a^2 + y^2 - 2ay\cos\varphi]^{3/2}} d\xi \cdot d\varphi. \tag{22}$$

Utilizînd substituţia :

$$x + \xi = u; \; d\xi = du, \tag{23}$$

se obţine :

$$\int_{-b}^{+b} \frac{a - y\cos\varphi}{[(x+\xi)^2 + a^2 + y^2 - 2ay\cos\varphi]^{3/2}} \cdot d\xi = \int_{x-b}^{x+b} \frac{a - y\cdot\cos\varphi}{(u^2 + a^2 + y^2 - 2ay\cdot\cos\varphi)^{3/2}} du = \frac{a - y\cos\varphi}{a^2 + y^2 - 2ay\cos\varphi} \cdot \left[\frac{x+b}{[(x+b)^2 + a^2 + y^2 - 2ay\cos\varphi]^{1/2}} - \frac{x-b}{[(x-b)^2 + a^2 + y^2 - 2ay\cos\varphi]^{1/2}} \right]. \tag{24}$$

Deci :

$$H_x = \frac{NI}{4\pi} \cdot \frac{a}{b} \int_0^{\pi} \cdot \frac{(x+b)\cdot(a - y\cdot\cos\varphi)\, d\varphi}{(a^2+y^2-2ay\cos\varphi)[(x+b)^2+a^2+y^2-2ay\cos\varphi]^{1/2}} - \frac{NI}{4\pi} \cdot \frac{a}{b} \int_0^{\pi} \cdot \frac{(x-b)(a - y\cos\varphi)d\varphi}{(a^2+y^2-2ay\cdot\cos\varphi)[(x-b)^2+a^2+y^2-2ay\cdot\cos\varphi]^{1/2}}, \tag{25}$$

sau într-o formă restrînsă :

$$H_x = \frac{NI}{4\pi} \cdot \frac{a}{b} \cdot (I_1 - I_2), \tag{26}$$

unde s-a notat cu I_1 şi I_2 cele două integrale din membrul drept al relaţiei (25).

Făcînd substituţia $\varphi = \pi - 2\theta$, rezultă $d\varphi = -2d\theta$, $\cos\varphi = 2\sin^2\theta - 1$, iar prima inte-

grală, cu notațiile :

$$k^2 = \frac{4ay}{(x+b)^2+(y+a)^2}\ ;\ m^2 = \frac{4ay}{(y+a)^2}, \tag{27}$$

devine :

$$I_1 = \frac{x+b}{4(ay)^{3/2}} \cdot k \cdot m^2 \cdot \int_0^{\pi/2} \cdot$$

$$\cdot \frac{[a - y(2\sin^2\theta - 1)]\,d\theta}{(1 - m^2\sin^2\theta)(1 - k^2\sin^2\theta)^2} =$$

$$= \frac{x+b}{4(ay)^{3/2}} \cdot k\{2yJ_1(k) + [(a+y)m^2 - 2y]J_3(m,k)\}, \tag{28}$$

unde $J_1(k)$ și $J_3(m, k)$ sînt integrale eliptice complete de speța întîi și a treia.

Analog, se obține :

$$I_2 = \frac{x-b}{4(ay)^{3/2}} \cdot k'\{2yJ_1(k') + [(a+y)m^2 - 2y]J_3(m,k')\}, \tag{29}$$

unde :

$$k'^2 = \frac{4ay}{(x-b)^2+(y+a)^2}\cdot \tag{30}$$

În final se obține :

$$H_x = NI\frac{a}{16\pi b}\cdot\frac{1}{(ay)^{3/2}}\cdot\{k(x+b)[2yJ_1(k) + [(a+y)m^2 - 2y]J_3(m,k)] - k'(x-b)[2yJ_1(k') + [(a+y)m^2 - 2y]J_3(m,k')]\}, \tag{31}$$

sau, sub forma :

$$H_x = k_{sx} \cdot I, \tag{32}$$

unde k_{sx} este denumit coeficient de distribuție specifică a cîmpului magnetic după direcția Ox pentru un solenoid cilindric cu spirele așezate într-un singur strat.

Pentru cazul particular cînd punctul P se află pe axa bobinei ($y = 0$, $k = k' = m = 0$, $J_1(0) = J_3(0,0) = \pi/2$) expresia cîmpului magnetic este [4, 5] :

$$H_x = \frac{NI}{4b}\left[\frac{x+b}{[a^2+(x+b)^2]^{1/2}} + \frac{b-x}{[a^2+(b-x)^2]^{1/2}}\right] = \frac{NI}{4b}(\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2). \tag{33}$$

2.2. *Cazul solenoidului gros (cu spirele așezate în mai multe straturi)*

Se consideră un solenoid cilindric de lungime $2b$, fără miez magnetic, cu N spire așezate în m straturi, cu n spire pe strat. Dacă raza interioară a solenoidului este $R_1 = a$, diametrul conductorului înfășurării Φ, rezultă raza exterioară $R_2 = a + (m-1)\Phi$ și lungimea solenoidului $2b = n\Phi$.

Grosimea izolației dintre straturi s-a neglijat în raport cu celelalte dimensiuni ale bobinei.

Dacă bobina este așezată într-un mediu izotrop și fără magnetizație permanentă (în aer) se poate aplica principiul superpoziției pentru calculul cîmpului magnetic într-un punct oarecare.

Astfel, cîmpul solenoidului gros se poate considera ca fiind suma cîmpurilor produse de solenoizii corespunzători fiecărui strat în parte, în total m solenoizi suprapuși.

Dacă bobina este parcursă de curentul I, se obține :

$$H_x = \sum_{\nu=0}^{m-1} H_{\nu x}(a+\nu\Phi) = I\sum_{\nu=0}^{m-1} K_{\nu sx}(a+\nu\Phi) = I\cdot K_{sx}, \tag{34}$$

unde $K_{sx\nu}(a + \nu\Phi)$ este coeficientul de distribuție specifică a cîmpului solenoidului de rază $a + \nu\Phi$ cu un singur strat.

Astfel, cu relația (34) și ținînd seama de (25) sau (31) se poate efectua comod calculul cîmpului magnetic produs de un solenoid cilindric de orice dimensiuni, folosind calculatorul electronic.

3. Verificări experimentale

3.1. *Se consideră o bobină cilindrică fără miez magnetic* cu $N = 50$ spire așezate într-un singur strat. Dimensiunile bobinei : diametrul bobinei $2a = 70$ mm și lungime $2b = 37{,}5$ mm. Diametrul conductorului bobinei este $\Phi = 0{,}75$ mm.

Se va calcula intensitatea cîmpului magnetic în trei plane paralele cu planul yOz (paralele cu planele spirelor), în exteriorul bobinei la distanțele $x_1 = 19{,}50$ mm, $x_2 = 28{,}50$ mm, $x_3 = 38{,}50$ mm.

Se va calcula, de fapt, coeficientul de distribuție specifică $k_{sx}(x, y)$ după axa Ox cu una dintre relațiile (25), (31).

Componenta cîmpului magnetic după direcția axei Oy, H_y, este foarte mică comparativ cu H_x, în zona de utilizare efectivă a bobinei și nu prezintă un interes deosebit. În figura 3 sînt reprezentate curbele de variație a lui k_{sx} (x, y) obținute cu calculatorul electronic pentru exemplul numeric considerat. În figura 4 sînt reprezentate curbele de variație a lui $k_{sx}(x, y)$ pentru aceeași bobină, însă obținute prin măsurători experimentale.

3.2. *Se consideră o bobină cilindrică fără miez magnetic* cu $N = 250$ spire așezate în $m = 5$ straturi, fiecare avînd $n = 50$ spire. Dimensiunile bobinei sînt: lungimea $2b = 37{,}5$ mm, raza interioară $R_1 = 35$ mm, iar raza exterioară $R_2 = 38$ mm.

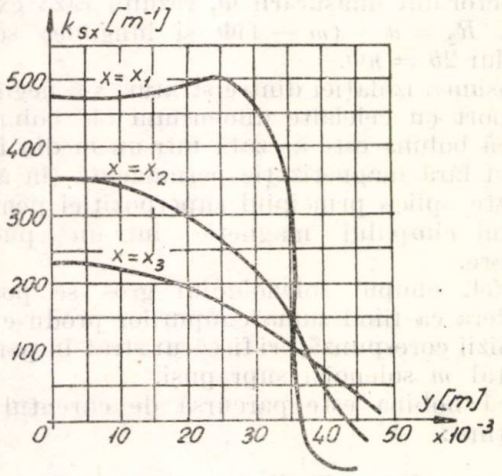


Fig. 3. Curbele de variație a lui k_{sx} în trei plane, în exteriorul bobinei cu un strat, obținute prin calcul analitic.

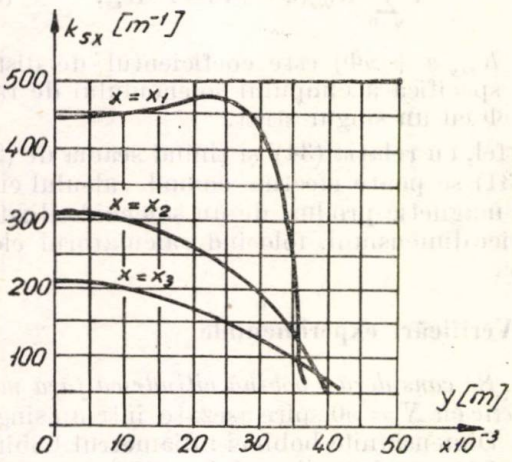


Fig. 4. Curbele de variație a lui k_{sx} în trei plane, în exteriorul bobinei cu un strat obținute prin măsurători experimentale.

Se va calcula și în acest caz, coeficientul de distribuție specifică a cîmpului magnetic după direcția Ox, $k_{sx}(x, y)$ în trei plane exterioare bobinei, conform metodei prezentate la paragraful 2.2.

În figura 5 se arată curbele de variație a lui $k_{sx}(x, y)$ obținute cu calculatorul electronic, pentru exemplu numeric considerat, iar în figura 6, se arată curbele de variație a lui $k_{sx}(x, y)$, obținute experimental prin măsurarea directă a intensității cîmpului magnetic.

În figura 7 se arată curbele de variație a lui k_{sx} în interiorul bobinei în două suprafețe cilindrice coaxiale cu solenoidul considerat și de

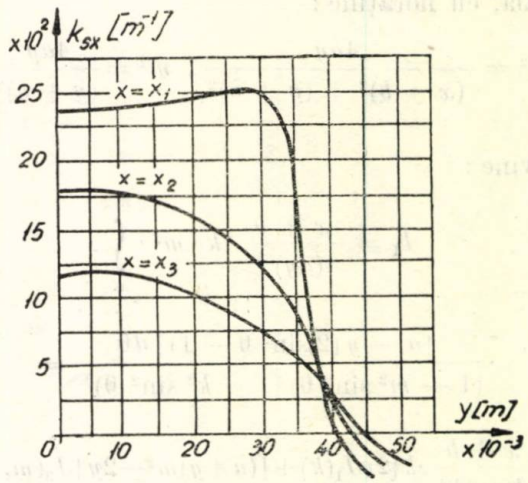


Fig. 5. Curbele de variație a lui k_{sx} în trei plane, în exteriorul bobinei cu 5 straturi, obținute prin calcul analitic.

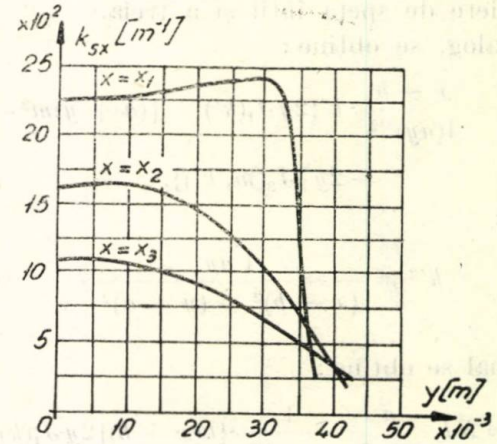


Fig. 6. Curbele de variație a lui k_{sx} în trei plane, în exteriorul bobinei cu 5 straturi obținute prin măsurători experimentale.

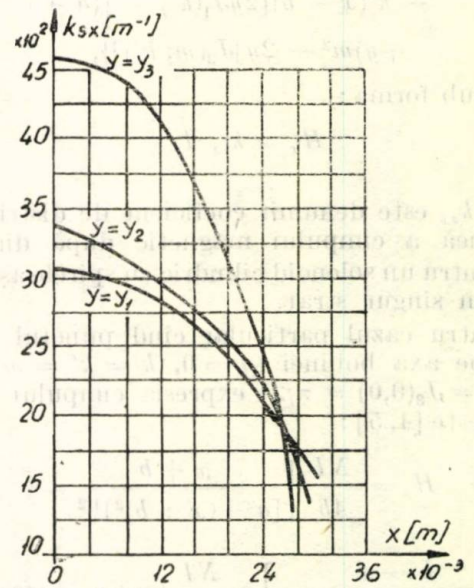


Fig. 7. Curbele de variație a lui k_{sx} în trei suprafețe cilindrice în interiorul bobinei obținute prin calcul analitic.

raze : $y_2 = 15$ mm, $y_3 = 34{,}25$ mm. De asemenea, se arată cum variază k_{sx} în axul solenoidului ($y_1 = 0$). Totodată, s-a ţinut seama de simetria de revoluţie a problemei, calculele făcîndu-se doar pentru $x \geqslant 0$, $y \geqslant 0$.

Determinările experimentale s-au obţinut prin măsurarea inducţiei magnetice produsă de bobina alimentată cu un curent de intensitate I, utilizînd un teslametru de precizie.

Analizînd curbele obţinute prin calcul numeric şi prin măsurări experimentale, se observă că diferenţele sînt foarte mici, încît relaţiile obţinute în lucrare pot fi utilizate pentru calculul intensităţii cîmpului magnetic produs de o bobină cilindrică de dimensiuni date într-un punct oarecare.

4. Concluzii

Solenoidul cilindric circular drept are utilizări tehnice multiple. Dar o utilizare eficientă implică cunoaşterea distribuţiei spaţiale a intensităţii cîmpului magnetic după anumite curbe şi deseori, valoarea cîmpului chiar numai într-un anumit punct din spaţiu.

O distribuţie impusă, în spaţiu, a cîmpului magnetic se obţine utilizînd bobine cu o anumită geometrie.

Relaţiile prezentate în lucrare pot fi utilizate la calculul cîmpului magnetic în scopul obţinerii geometriei optime a bobinei folosind calculatorul electronic.

Relaţia (31) pentru calculul lui H_x poate fi scrisă şi în altă formă dezvoltînd în serie integralele eliptice $J_1(k)$, $J_3(m, k)$, în anumite cazuri particulare.

Bibliografie

[1] *Andronescu, P.* Bazele electrotehnicii, vol. I. Editura didactică şi pedagogică Bucureşti, 1972.

[2] *Arabadji, P.* Distribuţia spaţială a cîmpului magnetic produs de un solenoid cilindric. In : Electrotehnica, vol. 20, nr. 8, pag. 308—313, 1972.

[3] *Durand, E.* Magnétostatique. Mason et Cie, Editeurs, Paris 1968.

[4] *Preda, M., Cristea, P., Spinei, F., Marcovici, J.* Bazele electrotehnicii, vol. I, Editura Didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1969.

[5] *Simony, K.* Electrotehnică teoretică, Ed. tehnică, 1974, Bucureşti.

[6] *Stratton, J.A.* — Electromagnetic Theory, Ed. Mc. Graw — Hill, 1941, New-York — Toronto — London.

CZ 621—56 : 621.314.222.3

COMPENSATOR PORNIRE
AUTOTRANSFORMATOR—REACTOR

Soluţii de pornire a compensatoarelor sincrone

ADRIAN MEREANU, NICOLAE FERCĂU* — Bucureşti

Compensatorul sincron, conectat în reţelele electrice, are rolul de a îmbunătăţi factorul de putere prin cedarea de putere reactivă. Prin reglarea curentului de excitaţie se reglează factorul de putere la bornele maşinii. Deoarece compensatorul nu este destinat să transmită lucru mecanic, el are o construcţie mai uşoară.

Un element important în exploatarea compensatorului este pornirea acestuia.

Dintre cele mai utilizate metode de pornire a compensatorului se menţionează : pornirea cu tensiune directă sau redusă, cu motor auxiliar, cu motor sincron şi în frecvenţă [1, 2, 3].

La pornirea directă, se conectează compensatorul la reţea care porneşte în regim asincron. Această metodă este cea mai simplă şi economică dar poate fi aplicată numai atunci cînd reţeaua este suficient de puternică şi suportă un curent de pornire de minim 7—9 ori mai mare decît cel nominal.

În cazul unei reţele de putere mai mică, se utilizează restul de metode care necesită, în schimb, o instalaţie aferentă cu un preţ de investiţie corespunzător.

În figura 1 se arată principalele metode de pornire a compensatoarelor sincrone. Nu a fost trecută metoda pornirii prin creşterea continuă a frecvenţei, deoarece, deşi are avantaje tehnice incontestabile, în prezent este foarte scumpă necesitînd o instalaţie de pornire complexă.

Pornirea cu motor auxiliar prezintă dezavantajul că acesta, de obicei, rămîne cuplat, pe întreaga perioadă a funcţionării, cu compensatorul ceea ce duce la un consum suplimentar de energie. O îmbunătăţire s-ar putea aduce prin utilizarea unor cuplaje electromagnetice.

În figura 1, se poate urmări creşterea costului echipamentului de pornire şi gradul de complexitate al acestuia în funcţie de schema de pornire adoptată.

Se poate constata că, din punct de vedere tehnico-economic, este optimă schema de pornire în regim asincron, cu tensiune redusă, a compensatorului şi anume combinarea posi-

* Autorii sînt cercetători la ICPE — Bucureşti.

bilităţilor schemei de pornire cu autotransformator şi reactor.

În cadrul Laboratorului de maşini electrice speciale, s-a proiectat un autotransformator-

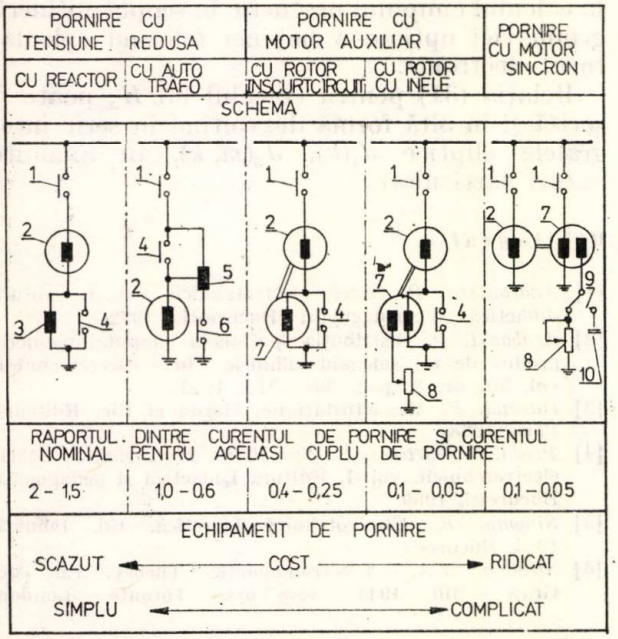


Fig. 1. Metodele de pornire a compensatoarelor: *1* — întreruptor principal; *2* — compensator; *3* — reactor; *4* — întreruptor de pornire; *5* — autotransformator; *6* — întreruptor de neutru; *7* — motor de start; *8* — rezistenţa de pornire; *9* — întreruptor selector; *10* — conectare directă.

reactor pentru pornirea compensatoarelor electrice.

Autotransformatorul — reactor trifazat este proiectat în scopul pornirii compensatorului sincron de 60 MVAr, 10,5kV conform schemei monofilare din figura 2.

Schema de pornire [4] a compensatorului se bazează pe alimentarea acestuia cu tensiune redusă. Această variantă corespunde, mai bine, condiţiilor de exploatare ale reţelelor electrice actuale, fiind economică.

Autotransformatorul proiectat (fig. 4) îndeplineşte un rol dublu şi anume:

— ca autotransformator propriu-zis, timp de de 60 s;

— ca bobină de reactanţă serie, timp de 10 s.

Pornirea compensatorului se efectuează în circa 70 s. Procesul de pornire se va putea repeta. Posibilităţile de repornire sînt corelate cu regimul termic al compensatorului permiţînd următoarele, conform caietului de sarcini:

a — o pornire completă pînă la 1 000 rot/min, timpul de pornire 70 s; compensatorul sincron şi autotransformatorul pornind din stare rece, după care compensatorul sincron se declanşează automat — urmează o pauză de 1 minut (necesară pentru revenirea schemei), după care se poate face o nouă pornire.

b — o pornire completă (timpul de pornire fiind de 70 s) de la o stare rece a compensatorului sincron şi a autotransformatorului de pornire — urmează o pauză de 20 de minute după care se poate face o nouă pornire a compensatorului sincron.

1. Funcţionarea ca autotransformator

Caracteristicile tehnice principale ale autotransformatorului proiectat sînt:

— puterea de scurtă durată 60 s $P_{ds} = 33$ MVA;

— tensiunea primară nominală $U_1 = 10{,}5 \pm 10\%$ kV;

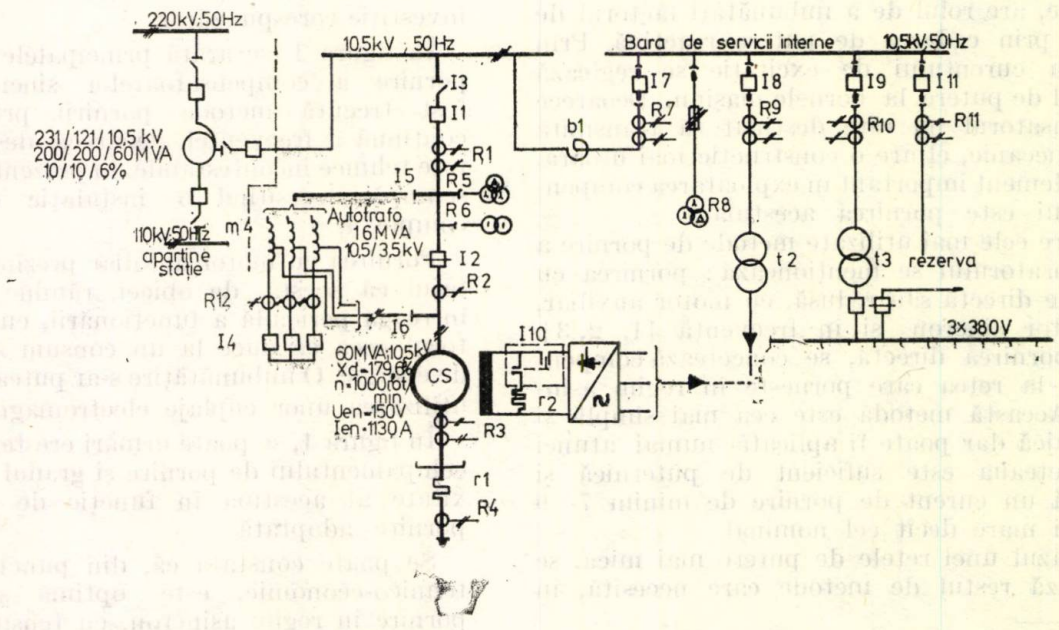


Fig. 2. Schema de pornire a compensatorului sincron de 60 MVAr cu autotransformator-reactor.

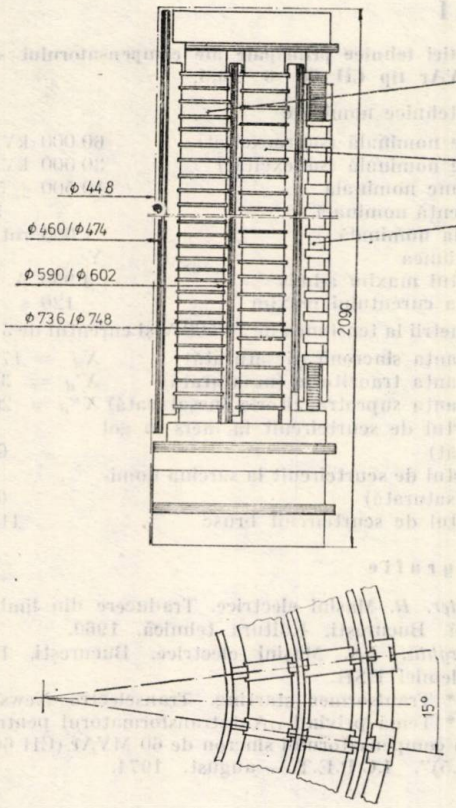


Fig. 3. Ansamblu bobinaj autotransformator — reactor: *1* — înfășurare joasă tensiune; *2* — înfășurare înaltă tensiune; *3* — înfășurare reglaj.

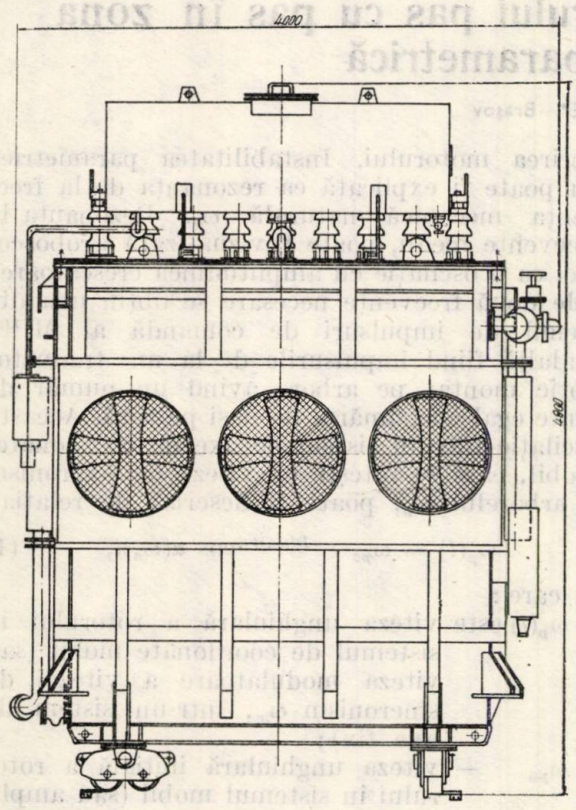


Fig. 4. Autotransformator — reactor pentru pornirea compensatorului sincron de 60 MVAr.

— tensiunea secundară nominală $U_2 = 3{,}5$ kV;
— curent primar maxim $I_1 = 1{,}82$ kA;
— curent secundar maxim $I_2 = 5{,}46$ kA;
— tensiunea de scurt-circuit maximă $U_k = 12\%$;
— modul de răcire F.S.;
— autotransformatorul este prevăzut cu o protecție de gaze;
— neutrul accesibil.

Pentru ca autotransformatorul să îndeplinească și rolul de reactor, miezul acestuia, respectiv fiecare coloană, trebuie să fie prevăzut cu întrefieruri.

Datele autotransformatorului proiectat corespund celor impuse prin caietul de sarcini.

Miezul autotransformatorului este trifazat, cu coloane verticale, în trepte, realizat din tolă laminată la rece de 0,28 mm grosime.

Fiecare din cele trei coloane este divizată astfel, ca să se obțină patru întrefieruri plasate în apropierea mijlocului coloanei.

Măsurătorile intermediare ale reactanței se vor executa cu transformatorul încuvat.

Miezul este împachetat în cicluri cu două tole pe strat.

Datorită întrefierurilor, curentul de mers în gol crește.

Schela de strîngere metalică este prevăzută cu opt tiranți.

Bobinajul de înaltă tensiune este de tip spiralat, realizat din conductoare în paralel; bobinajul se sprijină pe o serie de pene fixate pe cilindru (figura 3).

Bobinajul de joasă tensiune este de tip dublu spiralat, realizat din conductoare în paralel, dispus pe pene.

Pe capacul transformatorului sînt plasate 15 izolatoare, pentru a asigura funcționarea conform schemei de pornire adoptată. O baterie de răcire asigură răcirea autotransformatorului.

2. Funcționarea ca bobină serie

În schema de pornire a compensatorului, conform figurii 2, primarul acestuia funcționează ca bobină de reactanță, în serie cu compensatorul.

Pentru reglarea mărimii reactanței în anumite limite, s-a prevăzut posibilitatea ca mărimea întrefierului să poată fi modificată prin schimbarea înălțimii celor trei segmente de pe fiecare coloană.

Pentru verificarea și încercarea autotransformatorului, se măsoară ca reactor și apoi urmează probele de verificare a funcționării ca autotransformator.

Reactorul are următoarele date nominale:

$$U_n = 4\,040 \text{ V}; \quad I_n = 150 \text{ A}; \quad X_r = 27\Omega.$$

În anexa 1 sînt trecute caracteristicile tehnice principale ale compensatorului sincron acționat [4].

Concluzii

1. Metodele de pornire a compensatoarelor sincrone prezintă o serie de avantaje și dezavantaje, din punct de vedere al raportului dintre curentul de pornire și curentul nominal, al construcției și prețului de cost al echipamentului de pornire.

2. O schemă optimă de pornire, avînd în vedere criteriile enunțate, este schema în regim asincron, cu tensiune redusă, adică combinarea posibilităților schemei de pornire cu autotransformator și reactor.

3. Autotransformatorul — reactor, proiectat în cadrul ICPE și realizat la IEP—Craiova, servește pentru pornirea compensatorului sincron de 60 MVAr la 10,5 kV.

Anexa I

Caracteristici tehnice principale ale compensatorului sincron de 60 MVAr tip CH 60—6—10,5.

1. Date tehnice nominale

Putere nominală (supraexcitat)	60 000 kVAr
Putere nominală (subexcitat)	30 000 kVAr
Tensiune nominală	10 500 ± 5% V
Frecvență nominală	50 Hz
Turația nominală	1 000 rot/min
Conexiunea	Y
Curentul maxim admis	4 950 A.
Durata curentului maxim	120 s

2. Parametrii la tensiunea de 10 500 V și curentul de 3 300 A.

Reactanța sincronă (nesaturată)	$X_d = 179{,}6\%$
Reactanța tranzitorie (nesaturată)	$X'_d = 33{,}4\%$
Reactanța supratranzitorie (nesaturată)	$X''_d = 20{,}2\%$
Raportul de scurtcircuit la mers în gol (saturat)	0,696
Raportul de scurtcircuit la sarcină nominală (saturată)	0,836
Curentul de scurtcircuit brusc	11,5 I_n

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Mașini electrice. Traducere din limba germană. București, Editura tehnică, 1960.
[2] *Gheorghiu, I.S.* Mașini electrice. București, Editura Academiei RSR.
[3] * * * Tranfsormer starting. Transelectro News.
[4] * * * Temă privind „Autotransformatorul pentru pornirea compensatorului sincron de 60 MVAr (CH 60—6—10,5)". I.C.P.E.T. — august, 1974.

CZ 62—83: 621.313.13—133.32

INSTABILITATE PARAMETRICĂ
MOTOR PAS CU PAS

Stabilizarea funcționării motorului pas cu pas în zona de instabilitate parametrică

GHEORGHE TOACȘE* — Brașov

Introducere

Unul din avantajele sistemelor de poziționare cu motor pas cu pas (MPP) în buclă deschisă, în raport cu sistemele de poziționare digitale cu motor de curent continuu sau cu MPP în buclă închisă, este simplitatea schemei de comandă, deci un cost redus. Dar, acest avantaj este anulat de fenomenul mișcării oscilatorii a rotorului în zona frecvențelor medii de comandă, fenomen cunoscut sub denumirea — rezonanță la frecvențe medii sau instabilitate parametrică [1, 2]. Mișcarea este stabilă dacă la apariția unei perturbații rotorul printr-o variație oscilatorie sau aperiodică se stabilizează la o altă valoare a vitezei, sau revine la viteza inițială dacă perturbația dispare. Prin opoziție se definește mișcarea instabilă. În zona de instabilitate parametrică peste viteza unghiulară constantă ω_n se suprapune o modulație cu o frecvență joasă ($\omega_n/15 \div \omega_n/7$) a cărei amplitudine crește exponențial în decurs de cîteva, sau zeci de secunde terminînd cu oprirea motorului. Instabilitatea parametrică nu poate fi explicată ca rezonanța de la frecvența mecanică naturală ω_0. Rezonanța la frecvențe medii, poate fi vizualizată stroboscopic, ca o oscilație cu amplitudinea crescătoare; cele două frecvențe necesare se obțin una din trenul de impulsuri de comandă al MPP, cealaltă fiind impulsurile de la un traductor optic montat pe arbore avînd un număr de fante egal cu numărul de pași pe tură. Această oscilație într-un sistem de axe de coordonate, mobil, care se rotește cu viteza de sincronism a arborelui ω_n, poate fi descrisă de relația:

$$\omega_p(t) = \omega_{p0} \cdot e^{-D(\omega n)t} \cdot \cos \alpha(\omega_n)t, \qquad (1)$$

în care:

$\omega_p(t)$ este viteza unghiulară a rotorului în sistemul de coordonate mobil (sau viteza modulatoare a vitezei de sincronism ω_n, într-un sistem de axe fix);

ω_{p0} — viteza unghiulară inițială a rotorului în sistemul mobil (sau amplitudinea inițială a vitezei modulatoare într-un sistem fix);

* Dr. ing. Toacșe, Gh. este șef de lucrări, Laboratorul de automatizări, Universitatea—Brașov.

$\alpha(\omega_n)$ — frecvența unghiulară de oscilație în sistemul mobil;

$D(\omega_n)$ — coeficientul total de amortizare al sistemului. Poate fi determinat din oscilograma vitezei modulatoare prin două valori $D(t_1)$ și $D(t_2)$ la două momente de timp t_1 și t_2:

$$D(\omega_n) = \frac{\ln \dfrac{D(t_2)}{D(t_1)}}{t_2 - t_1}. \qquad (2)$$

În zona în care $D(\omega) \leqslant 0$ apare instabilitatea mișcării, figura 1 b.

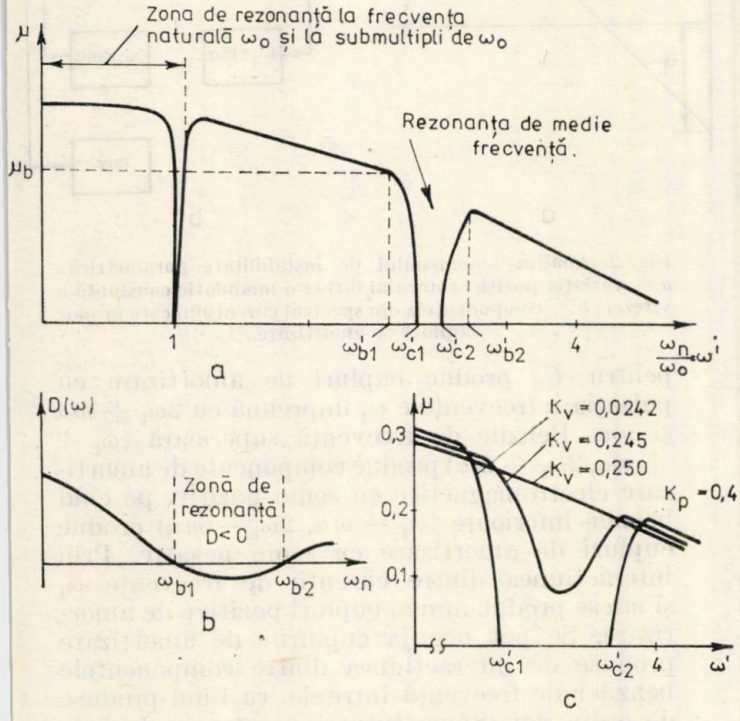


Fig. 1. Reflectarea zonei de instabilitate parametrică: *a* — în caracteristica limită cuplu/viteză; *b* — la variația coeficientului de amortizare $D(\omega)$; *c* — la variația coeficientului K_v de frecare vîscoasă.

Instabilitatea parametrică se reflectă printr-o „groapă" în caracteristica limită cuplu/viteză, figura 1 a. Frecvența de comandă f_{b1} a MPP de la care în sus apare modulația de viteză ($D(\omega) < 0$), în cazul cînd coeficientul de frecare vîscoasă $K_v = 0$, se determină cu relația [3]:

$$f_{b1} = n \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \omega_{b1} = \frac{n}{2\pi}\left(\frac{r_f}{L_f}\right), \qquad (3)$$

în care:

n — numărul de impulsuri (pași) pe 2π grade electrice;

L_f, r_f — inductivitatea, respectiv rezistența totală pe fază;

iar pentru motorul PM hibrid se poate calcula și valoarea raportată μ_b a cuplului motor corespunzător vitezei ω_{b1}.

$$\mu_b = \frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{K_p}{2}, \qquad (4)$$

în care:

$\mu_b = M_e/M_m$, M_e — cuplul motor, M_m — cuplul static sincronizant maxim.

$$K_p = \frac{N\Phi_m}{L_f I_f} = \frac{\text{fluxul înlănțuit produs de magnetul permanent}}{\text{fluxul înlănțuit produs de înfășurarea unei faze}}.$$

Pentru o viteză de rotație mai mare decît ω'_{c1} (notațiile cu prim corespund mărimilor raportate) motorul nu poate fi comandat.

Cînd $K_v \neq 0$, după zona de instabilitate parametrică, apare un interval de viteze începînd cu ω'_{c2} prin ω'_{b2} în care motorul mai poate funcționa avînd o caracteristică cuplu/viteză descrescătoare. Pentru utilități practice se consideră $\omega'_{c1} = \omega'_{b1}$, $\omega'_{c2} = \omega'_{b2}$. Variația valorii coeficientului K_v modifică sensibil „groapa" de cuplu. Această sensibilitate explică de ce un motor prezintă instabilitate, care poate dispărea după un timp de funcționare și apoi să apară iarăși; variația respectivă a lui K_v se poate datora doar modificării condițiilor de frecare. Rezultă că una din metodele de eliminare a rezonanței la frecvențe medii constă în mărirea lui K_v prin cuplarea unui amortizor cu frecare vîscoasă la arbore. Valoarea minimă raportată K'_v, care asigură o caracteristică fără „groapă" la motorul MP hibrid se calculează cu relația [3]:

$$K'_{v\min} = \frac{1}{8} \cdot \frac{K_p}{(r_f/L_f)'}, \qquad (5)$$

în care:

$$(r_f/L_f)' = \frac{R_f/L_f}{\omega_0}, \quad K'_v = \frac{K_v/J}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{p \cdot M_m}{J}},$$

p — numărul de perechi de poli;

J — momentul de inerție.

Structura circuitului de comutație al fazei modifică puternic atît zona în care se situează rezonanța, cît și amplitudinea oscilațiilor modulatoare.

1. Analiza naturii fenomenului de instabilitate parametrică

Analiza fenomenului de instabilitate parametrică se face în ipoteza unei perturbații unghiulare de amplitudine constantă θ_0 suprapusă peste mișcarea constantă a rotorului și se determină condițiile în care perturbația unghiulară prezintă o creștere de amplitudine. Variația poziției unghiulare a rotorului $\theta(t)$, reprezentată în figura 2-a are expresia:

$$\theta(t) = \omega_n t - \theta_\varepsilon + \theta_0 \sin \alpha t, \qquad (6)$$

în care :

ω_n — viteza de rotație sincronă ;

θ_ε — valoarea medie a unghiului de defazaj (de sarcină) între poziția cîmpului de excitație și poziția rotorului.

Ecuația de echilibru a mișcării este :

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + K_v\frac{d\theta}{dt} + M_L = M_e(t), \qquad (7)$$

M_L — cuplu de sarcină.

Cuplul electromagnetic $M_e(t)$ prezintă trei componente : M_a — cuplul electromagnetic de amortizare care este în fază cu componenta oscilatorie a vitezei unghiulare, M_s — cuplul electromagnetic de sincronizare, care este în fază cu poziția unghiulară a mișcării oscilatorii, M_0 — cuplul de frecvență zero (cuplul motor staționar mediu) :

$$M_e(t) = M_0 + M_a \cos \alpha t + M_s \sin \alpha t. \qquad (8)$$

Substituind relația (6) și (8) în relația (7) și punînd condiția ca expresia rezultată să fie satisfăcută în orice moment de timp se obțin relațiile :

$$\begin{aligned} K_v\omega_n + M_L &= M_0 ; \\ K_v\theta_0\alpha &= M_a ; \\ -J\theta_0\alpha^2 &= M_s. \end{aligned} \qquad (9)$$

Definind coeficientul de amortizare electromagnetică $K_a = -M_a/\theta_0\alpha$ relația a doua din 9 se scrie :

$$K_v = K_a(\theta_0, \alpha, \theta_\varepsilon, \omega_1) = 0. \qquad (10)$$

Caracterul stabil sau instabil al mișcării rotorului este determinat de semnul coeficientului total de amortizare $K_v = K_a = D$.

Alimentarea fazelor MPP poate fi realizată de la o sursă cu o singură polaritate $+U$ sau dublă polaritate $\pm U$. Spectrul de frecvențe al tensiunii pe faze $u(t)$ nu conține componenta continuă U_1 pentru cazul alimentării cu $\pm U$. Se limitează descompunerea la prima armonică U_2 :

$$u(t) = U_1 + U_2 \sin(\omega_1 t - \theta_e), \qquad (11)$$

în care :

ω_1 este frecvența unghiulară a primei armonici din tensiunea de alimentare a fazei ($\omega_1 = n\omega_n$) ;

θ_e — defazajul la $t = 0$.

Datorită modulației rotorului [1, 2], relația (6), componenta continuă U_1 va genera un spectru de curenți cu următoarele frecvențe unghiulare : componenta continuă ($\omega = 0$), ω_1, $\omega_1 \pm m\alpha$, ($m = 1, 2, 3, \ldots$), iar prima armonică de tensiune U_2 va genera curenți de frecvențe ω_1, $2\omega_1$, $2\omega_1 \pm m\alpha$, $m\alpha$, ($m = 1, 2, 3 \ldots$).

Din spectrul curenților generat de U_1, cuplurile de amortizare de pulsație α sînt produse prin interacțiunea dintre componenta de c.c. și cele cu frecvențele $\omega_1 \pm m\alpha$ figura 2 a. La fel,

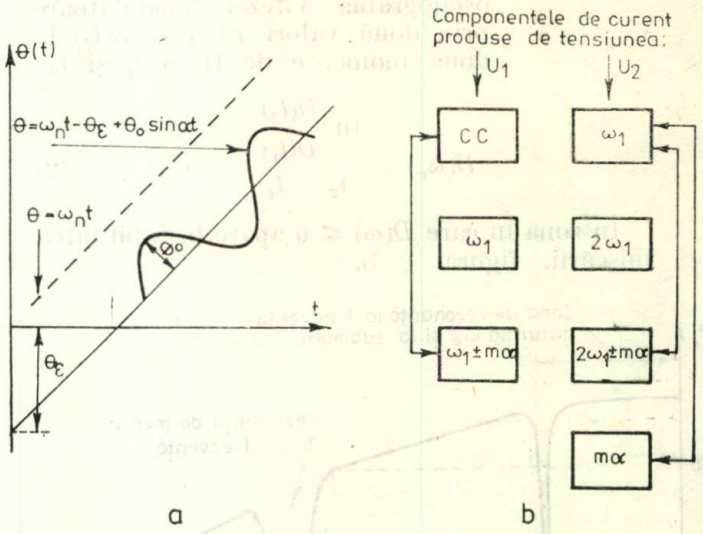


Fig. 2. Analiza fenomenului de instabilitate parametrică : *a* — variația poziției rotorului $\theta(t)$ la o modulație constantă a vitezei ; *b* — componentele din spectrul curentului care produc cupluri de amortizare.

pentru U_2 produc cupluri de amortizare cu pulsația α frecvențele ω_1 împreună cu $2\omega_1 \pm m\alpha$ și $m\alpha$. Benzile de frecvență superioară ($\omega_1 + m\alpha$, $2\omega_1 + m\alpha$) produc componente de amortizare electromagnetice cu semn pozitiv, pe cînd benzile inferioare ($\omega_1 - m\alpha$, $2\omega_1 - m\alpha$) produc cupluri de amortizare cu semn negativ. Prin interacțiunea dintre curenții de frecvențe ω_1 și $m\alpha$ se produc numai cupluri pozitive de amortizare. Se pot neglija cuplurile de amortizare produse de interacțiunea dintre componentele benzilor de frecvență între ele, ca fiind produse de ordin doi. Suma tuturor acestor cupluri de amortizare (pozitive și negative) modifică valoarea și semnul coeficientului K_a, din relația (10) determinînd caracterul mișcării rotorului. Deci, instabilitatea parametrică este determinată de benzile laterale ale curenților.

Fenomenul de instabilitate parametrică apare ca un fenomen intern cu reacție pozitivă [2]. Perturbația exterioară asupra mișcării rotorului produce o modulație a curenților pe faze care la rîndul lor produc cupluri de amortizare de aceeași frecvență ca și perturbația dar cu un anumit defazaj. În zona frecvențelor medii acest defazaj este de $-360°$, adică, în fază cu perturbația. Se poate argumenta această explicație prin două exemple : *1* — prin conectarea unei capacități pe fiecare înfășurare, caracteristica fază-frecvență a circuitului fazei MPP se modifică, fapt ce se reflectă prin deplasarea frecvențelor la care apare instabilitatea : *2* — prin utilizarea unei surse de curent constant, modulația curentului pe fazele motorului la

apariția perturbației nu este posibilă, bucla de reacție inversă pozitivă este întreruptă, deci nu apare instabilitate parametrică.

2. Compensarea fenomenului de instabilitate parametrică

Din analiza anterioară decurg metodele evidente de stabilizare; atenuarea sau amplificarea curenților perturbatori responsabili de producerea cuplurilor de amortizare, rezultînd deci următoarele trei metode:

a—amplificarea curenților de frecvențe $m\alpha$, care produc cupluri de amortizare pozitive;

b—atenuarea sau anularea curenților din benzile laterale inferioare ($\omega_1 - m\alpha$, $2\omega_1 - m\alpha$), deoarece aceștia produc cupluri de amortizare negative;

c—amplificarea curenților din benzile laterale superioare ($\omega_1 + m\alpha$, $2\omega_1 + m\alpha$) deoarece aceștia produc cupluri de amortizare pozitive.

Metoda *a* asigură o funcționare stabilă în orice condiție deoarece curenții $m\alpha$ amplificați pot introduce suficient cuplu de amortizare în sistem. În practică, din cauză că circuitele pentru comanda MPP au o funcționare digitală, această metodă nu este prea ușor de realizat.

Implementarea recomandată rezultă din combinarea metodelor *b* și *c*. Aceasta implică, în cazul ideal, introducerea unor curenți în antifază cu componentele de bandă laterală inferioară și unor curenți în fază cu componentele de bandă laterală superioară. Implementarea exactă a acestui caz ideal nu este necesară, deoarece suma cuplurilor produse de curenții de compensare este pozitivă și mai mare decît cuplul negativ de amortizare datorat curenților inițiali, deci compensarea este asigurată.

O schemă-bloc pentru introducerea unor curenți compensatori de frecvențe $\omega_1 \pm \alpha$ este reprezentată în figura 3 a. Tensiunea tahogeneratorului u_g (după ce este filtrată de armonicele datorită colectorului, filtrul Butterworth de ordin doi) reprezintă viteza momentană a MPP:

$$u_g(t) = K_t(\omega_n + \theta_0 \alpha \cos \alpha t), \qquad (12)$$

în care:

K_t — constanta tahogeneratorului, Vs/rad. Se obține o tensiune proporțională cu viteza modulatoare prin eliminarea componentei continue $K_t\omega_n$. După introducerea unui defazaj $\gamma \in (-180°, +180°)$ și o amplificare rezultă tensiunea $u_c(t)$ de comandă a oscilatorului comandat în tensiune (*OCT*):

$$u_c(t) = K_b K_t \theta_0 \alpha \cos(\alpha t + \gamma), \qquad (13)$$

în care:

K_b este amplificarea în buclă.

Frecvența *OCT* se mărește cînd $u_c(t)$ are valori pozitive (turația MPP crește) respectiv se micșorează cînd $u_c(t)$ are valori negative (turația scade).

Modulația frecvenței impulsurilor de la *OCT* se reflectă prin modificarea recvenței momentane $\omega(t)$ a armonicii fundamentale a tensiunii de alimentare a fazelor:

$$\omega(t) = \omega_1 + \frac{2\pi}{n} K_0 K_b K_t \theta_0 \alpha \cos(\alpha t + \gamma), \qquad (14)$$

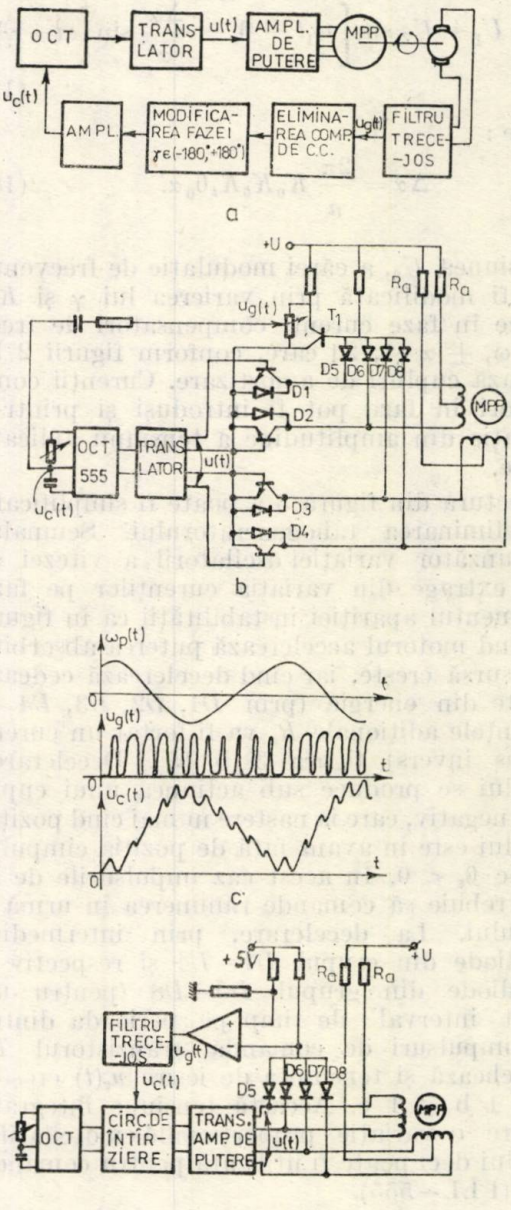


Fig. 3. Structuri de comandă pentru compensarea instabilității parametrice: *a* — schemă-bloc generală; *b* — structură fără tahogenerator; *c* — formarea semnalului de reacție $u_g(t)$ pentru structurile fără tahogenerator; *d* — structura cu modulația amplitudinii.

în care:

K_0 este coeficientul de transfer al *OCT*, rad/sV.

Modulația de frecvență nu modifică componenta continuă (care este zero la alimentare $\pm$ U):

$$u(t) = U_1 + U_2 \sin[\Phi(t) - \theta_e], \qquad (15)$$

în care :

$$\Phi(t) = \int \omega(t) \cdot \mathrm{d}t. \tag{16}$$

Introducînd rezultatul integrării în relația (15) se obține :

$$u(t) = U_1 + U_2 \sin\left[\omega_1 t - \theta_e + \frac{\Delta\alpha}{\alpha} \sin(\alpha t + \gamma)\right] \tag{17}$$

în care :

$$\Delta\alpha = \frac{2\pi}{n} K_0 K_b K_t \theta_0 \alpha. \tag{18}$$

Tensiunea U_2, a cărei modulație de frecvență poate fi modificată prin varierea lui γ și K_b, produce în faze curenți compensatori de frecvențe $\omega_1 \pm \alpha$ [1, 2] care, conform figurii 2 b, generează cupluri de amortizare. Curenții compensatori în faze pot fi introduși și printr-o modulație din amplitudine a tensiunii aplicate pe faze.

Structura din figura 3 a poate fi simplificată prin eliminarea tahogeneratorului. Semnalul corespunzător variației oscilatorii a vitezei se poate extrage din variația curenților pe faze în momentul apariției instabilității ca în figura 1 c. Cînd motorul accelerează puterea absorbită de la sursă crește, iar cînd decelerează cedează o parte din energie (prin $D1$, $D2$, $D3$, $D4$ și rezistențele adiționale R_a va fi forțat un curent în sens invers) figura 3 b [5]. Decelerarea rotorului se produce sub acțiunea unui cuplu motor negativ, care ia naștere numai cînd poziția rotorului este în avans față de poziția cîmpului statoric $\theta_\varepsilon < 0$. În acest caz impulsurile de la OCT trebuie să comande rămînerea în urmă a statorului. La decelerare, prin intermediul unei diode din grupul $D1-D4$ și respectiv a unei diode din grupul $D5-D8$ (pentru un anumit interval de timp pe perioada dintre două impulsuri de comandă, tranzistorul $T1$ se blochează și tensiunea de ieșire $u_g(t)$ crește, figura 1 b și 1 c. Această tensiune integrată $u_c(t)$ are o variație proporțională cu oscilațiile rotorului deci poate fi utilizată pentru comanda OCT (PLL—555).

Din schema prezentată mai sus rezultă o altă variantă, figura 3 d, [6] care utilizează modulația în amplitudine a tensiunii de comandă a fazelor. Variația de tensiune în anozii diodelor $D5-D8$ (identică cu variația de tensiune de pe baza tranzistorului $T1$ din schema anterioară) se aplică pe intrarea inversoare a amplificatorului operațional. Tensiunea de comandă $u_c(t)$ (obținută prin filtrarea tensiunii $u_g(t)$) modifică întîrzierea impulsurilor de la OCT, pentru comanda fazelor. Cînd motorul decelerează tensiunea la borna inversoare a operaționalului se apropie de potențialul masei, obținîndu-se la ieșire o tensiune $u_c(t)$ de valoare mare, care micșorează timpul de întîrziere aplicat impulsurilor de comandă. Respectiv la accelerearea rotorului tensiunea $u_c(t)$ se micșorează producînd o micșorare a întîrzierii impulsurilor.

O altă direcție de compensare a instabilității parametrice ar fi introducerea MPP în regim de micropășire [6] sau pășire analogică.

3. Concluzii

Cu toate că metoda pentru compensarea instabilității parametrice utilizează un semnal de reacție, structura nu este de sistem de comandă al MPP în circuit închis. Schema convențională a MPP în circuit închis folosește un traductor optic care prin detectarea poziției, produce impulsurile de comandă pentru motor. În structurile prezentate impulsurile de comandă (ω_n) sînt fixate din exterior — deci bucla este deschisă. Într-o schemă particulară trebuie prevăzută posibilitatea ajustării valorii amplitudinei și fazei semnalului de reacție $u_c(t)$ astfel încît compensarea instabilității să se poată face în orice regim de încărcare a MPP.

Bibliografie

[1] *Pickup, I.E.D., Russell, A.P.* Principles of parametric instability (high-frequency resonance) in stepping motors and method of stabilisation. In : Proceedings of the International Conference on Stepping Motors and Systems, September, 1979, p. 113—126, University of Leeds.

[2] *Pollack, H.S.* An analysis and prediction of the mid-frequency resonance phenomen in permanent-magnet step motors. In : Proceedings Eight Annual Symposium Incremental Motion Control Systems and Devices, may, 1979, University of Illinois Urbana-Champagne, p. 29—54.

[3] *Hughes, A., Lawrenson, P.I.* Simple theoretical stability criteria for 1.8 hibrid motors, în Proceedings of the International Conference on Stepping Motors and Systems, September, 1979, p. 127—135, University of Leeds.

[4] *Russell, A.P., Pickup, Pickup, I.E.D.* Development of a stabiiisation scheme for the suppresion of parametric instability in stepping motors. In : Proceedings IEE, vol. **126**, No. 4, april 1979, p. 298—306.

[5] *Leenhouts, A.C., Singh, G.* An active stabilizations tehnique for open-loop permanent-magnet step motor drive systems, în Proceedings Sixth Annual Symposium Incremental Motion Control Systems and Devices, may, 1977, University of Illinois Urbana-Champagne, p. 19—24.

[6] *Pritchard, E.K.* Another cure for mid-frequency resonance, în Proceedings Eighth Annual Symposium Incremental Motion Control Systems and Devices, may, 1979, University if Illinois Urbana-Champagne, p. 61—65.

CZ 621 – 83.625.62

ACȚIONAREA ELECTRICĂ A TRAMVAIULUI
VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

Contribuții privind studiul schemelor cu variatoare de tensiune continuă pentru acționarea electrică a tramvaiului

DUMITRU MIRON, HORIA OANĂ* — București

Introducere

Utilizarea schemelor cu variatoare de tensiune continuă în acționarea electrică a mijloacelor de transport în comun urban constituie o problemă de mare actualitate date fiind implicațiile tehnico-economice ale acestor scheme [1].

Realizarea practică a schemelor cu variatoare de tensiune continuă pune o serie de probleme teoretice și necesită un efort financiar destul de mare.

Preocupările pe plan mondial, ca și cele din țara noastră au evidențiat complexitatea fenomenelor ce apar în funcționarea mijloacelor de transport în comun urban acționate prin scheme cu variatoare de tensiune continuă și au condus la elaborarea unei teorii pe baza căreia se face dimensionarea elementelor acestor scheme [2, 3, 4].

În lucrarea de față, pornind de la considerentele teoretice deja elucidate, se încearcă evidențierea positbilității utilizării unor metode simplificate și a unor tehnici moderne pentru studiul schemelor cu variatoare de tensiune continuă pentru acționarea electrică a tramvaiului.

1. Modelarea pe calculator a unei scheme cu variatoare de tensiune continuă pentru acționarea electrică a tramvaiului

Pentru a evidenția posibilitatea studiului cu ajutorul calculatorului a unei asemenea scheme s-a pornit de la schema de acționare reprezentată în figura 1 [5].

Modelarea s-a făcut pe calculatorul analogic tip MEDA 41 TC din cadrul ICPE — București, echipat, pe lîngă blocurile analogice de calcul, cu elemente digitale și elemente hibride.

Modelul matematic elaborat presupune o sursă ideală de curent continuu cu rezistență internă nulă, care generează o tensiune fără oscilații U.

S-a considerat că variatorul de tensiune continuă are o funcționare ideală avînd, în stare de conducție, o rezistență de 0,01 Ω, iar în stare blocată, o rezistență infinită.

Pentru stabilirea modelului matematic în regim de tracțiune s-a pornit de la ecuațiile ce caracterizează circuitul motorului făcînd următoarele ipoteze simplificatoare:

— s-a neglijat reacția indusului;

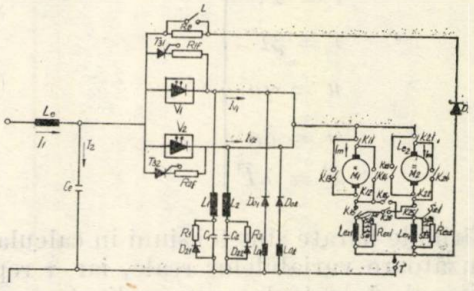


Fig. 1. Schemă cu variatoare de tensiune continuă pentru acționarea electrică a tramvaiului: L_e, C_e — inductanța, respectiv capacitatea filtrului de intrare; V_1, V_2 — variator de tensiune continuă; T_{31}, T_{32} — tiristoare de frînare; R_{1f}, R_{2f} — rezistența de frînare; L_1, C_1, L_2, C_2 — circuite de stingere; D_{01}, D_{02} — diode de roată liberă; D_3 — diodă de blocare în regim de tracțiune; R_1 — rezistență de limitare a curentului de frînare cu recuperare de energie; M_1, M_2 — motoare de tracțiune; K_1, K_2, L, T, S — contactoare.

— s-a considerat fluxul de excitație constant;

— masa m a vagonului s-a înlocuit cu o masă echivalentă

$$m' = K_m m \text{ [6]}.$$

În aceste condiții se scriu ecuațiile:

$$U = r \cdot i_m + L \cdot \frac{\mathrm{d}i_m}{\mathrm{d}t} + E, \tag{1}$$

$$E = K_e \cdot \Phi \cdot v, \tag{2}$$

$$m' \cdot \frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = F_0 - F_r, \tag{3}$$

$$F_0 = C_m \cdot i_m^2, \tag{4}$$

$$F_r = K_1 + K_2 \cdot v^2, \tag{5}$$

$$L_e \cdot \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + U_{ce} = U, \tag{6}$$

$$i_1 = i_2 + i_m, \tag{7}$$

$$r \cdot i_m + L \frac{\mathrm{d}i_m}{\mathrm{d}t} + E = 0, \tag{8}$$

$$U_{ce} = \frac{1}{C_e} \int i_2 \, \mathrm{d}t, \tag{9}$$

unde:

i este curentul prin motor, A;

r — rezistența înfășurărilor motorului, Ω;

*) Ing. *Miron D-tru* și ing. *Oană, H.* sînt cercetători științifici la Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — ICPE — București.

L — inductivitatea circuitului motorului, H;
v — viteza tramvaiului, m/s;
F_0 — forța de tracțiune, N;
F_r — forța rezistentă în palier și aliniament, N;
i_1, i_2 — curenți din schemă conform figurii 1, A;
L_e, C_e — elemente de filtrare conform figurii 1, H, respectiv F.

Avînd în vedere transformările de scară:

$$\left.\begin{aligned} t &= \alpha\tau \\ i &= \beta\bar{i} \\ u &= \gamma\bar{u} \\ n &= \delta\bar{n} \\ F &= \lambda\bar{F} \end{aligned}\right\}, \qquad (10)$$

unde mărimile barate sînt tensiuni în calculator corespunzătoare variabilelor reale, iar τ reprezintă timpul de calcul, s-au realizat modele analogice din figurile 2, 3. $A_1 \ldots A_{10}$, $B_1 \ldots B_3$ sînt constantele ce rezultă din ecuațiile (1)÷(9).

Cu aceste modele analogice s-a studiat schema prezentată în cazul alimentării motorului cu impulsuri de tensiune în diferite situații considerînd că durata relativă de conectare are o variație liniară:

$$\delta(t) = \delta_{min} + Kt. \qquad (11)$$

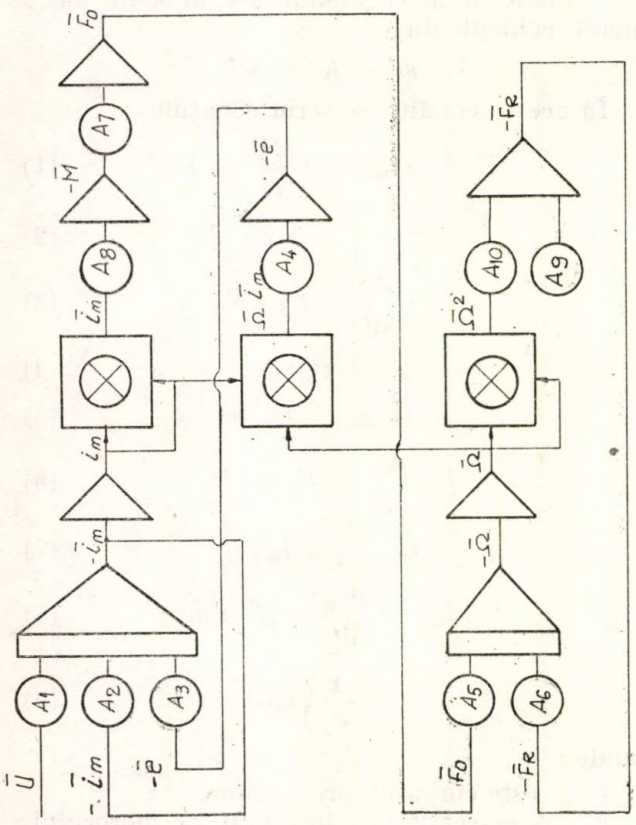


Fig. 2. Modelul analogic al motorului de tracțiune.

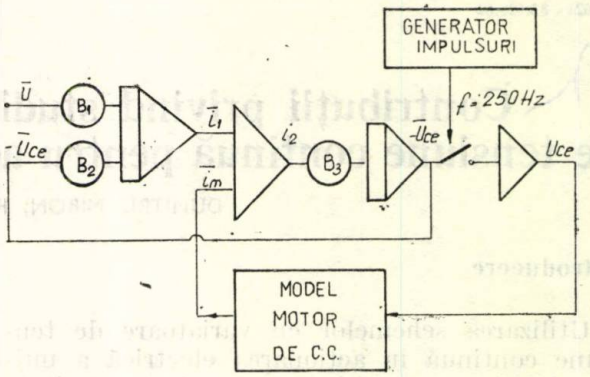


Fig. 3. Modelul analogic al schemei de acționare în regim de tracțiune.

Fiecare variator de tensiune continuă funcționează cu frecvență fixă de 250 Hz.

Cele două variatoare sînt comandate simultan pentru $0 \leqslant \delta \leqslant 0{,}2$ și $0{,}8 \leqslant \delta < 1$ și sînt comandate decalat pentru $0{,}2 < \delta < 0{,}8$.

Motorul de tracțiune considerat este un motor tip TN—73 din fabricația curentă a IMEB avînd:

— tensiunea nominală: 750 V,
— puterea nominală uniorară: 150 kW;
— curentul nominal uniorar: 225 A,
— puterea nominală de durată: 130 kW;
— curentul nominal de durată: 178 A,
— curentul maxim de pornire: 350 A,
— gradul de excitație nominal: 0,8,
— turația nominală: 1630 rot/min.

Vagonul luat în considerație este un vagon de mare capacitate V 3 A avînd, cu încărcătură medie:

— masa aderentă 25 600 kg,
— masa totală 40 000 kg,
— viteza maximă în palier și aliniament 20 m/s.

În aceste condiții s-a determinat variația curentului prin motoarele de tracțiune la pornire și în regim de funcționare cvasistaționar și s-a studiat caracteristica mecanică a motorului, obținînd curbele din figurile 4, 5, 6.

Pentru a evidenția justețea rezultatelor obținute cu ajutorul modelului matematic s-au comparat aceste rezultate cu datele obținute prin calcul folosind relațiile din [7] și experimental prin încercarea motorului de tracțiune pe standul prezentat în figura 7.

Situația comparativă a rezultatelor obținute în cele două situații este prezentată sintetic în tabelul 1 și în figura 8.

Din analiza acestui tabel se constată că diferențele nu depășesc 4%.

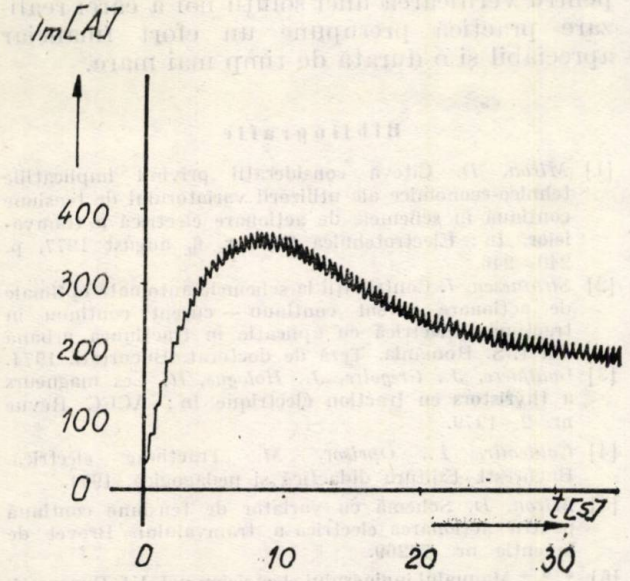


Fig. 4. Variația curentului de pornire prin motorul de tracțiune.

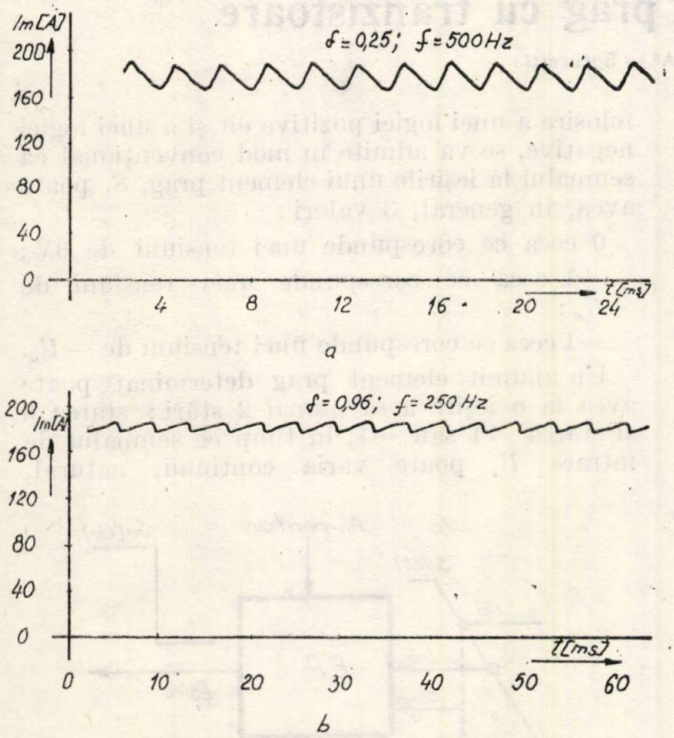


Fig. 5. Variația curentului prin motorul de tracțiune în regim cvasistaționar pentru $\delta = 0{,}25$, $f = 500$ Hz și $\delta = 0{,}96$, $f = 250$ Hz.

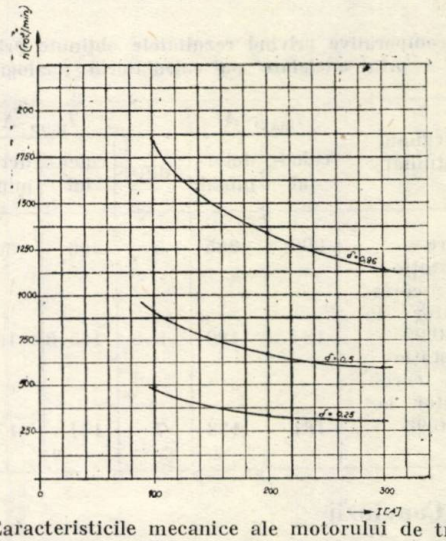


Fig. 6. Caracteristicile mecanice ale motorului de tracțiune determinate pe calculator pentru $\delta = 0{,}25$, $\delta = 0{,}5$ și $\delta = 0{,}96$.

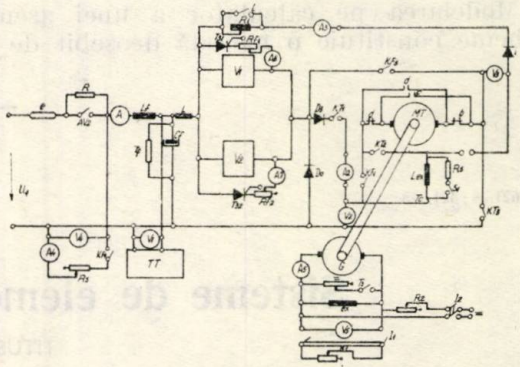


Fig. 7. Schema standului de încercări.

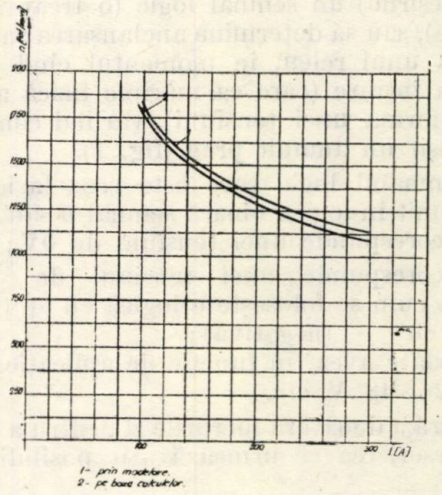


Fig. 8. Comparație între caracteristica mecanică naturală obținută experimental pe stand (curba 1) și cea obținută pe calculator (curba 2).

Tabelul 1

Date comparative privind rezultatele obținute prin calcul și prin modelare pe calculatorul analogic

Regimul studiat	I_{max}, A			I_{min}, A		
	calculat	determinat	dif.	calculat	determinat	dif.
Pornire	390	385	5	366	360	6
Cvasistaționar, corespunzător la $\delta = 0{,}25$	184,5	190	5,5	165,5	168	2,5
Cvasistaționar, corespunzător la $\delta = 0{,}96$	181	188	7	174	179	5

2. Concluzii

Calculatorul analogic oferă posibilități largi pentru studiul proceselor electromecanice ce au loc în schemele cu variator de tensiune continuă pentru acționarea electrică a tramvaiului.

Modelarea pe calculator a unei asemenea scheme constituie o metodă deosebit de utilă pentru verificarea unei soluții noi a cărei realizare practică presupune un efort financiar apreciabil și o durată de timp mai mare.

Bibliografie

[1] *Miron, D.* Cîteva considerații privind implicațiile tehnico-economice ale utilizării variatorului de tensiune continuă în schemele de acționare electrică a tramvaielor. In: Electrotehnica **25**, nr. 6, august 1977, p. 240–246.

[2] *Străinescu, I.* Contribuții la schemele automate optimale de acționare curent continuu — curent continuu în tracțiunea electrică cu aplicație în tracțiunea urbană din R.S. România. Teză de doctorat, București, 1974.

[3] *Gouthiere, J., Gregoire, J., Hologue, H.* Les magneurs a thyristors en traction électrique In: ACEC Revue nr. 2–1979.

[4] *Cantemir, L., Oprișor, M.* Tracțiune electrică. București. Editura didactică și pedagogică, 1971.

[5] *Miron, D.* Schemă cu variator de tensiune continuă pentru acționarea electrică a tramvaiului. Brevet de invenție nr. 72269.

[6] * * * Manualul inginerului electrician vol. VI. București, Editura tehnică, 1958.

[7] *Miron, D.* Contribuții privind calculul schemelor cu variatoare de tensiune continuă pentru acționarea electrică a tramvaiului cu motor de curent continuu cu excitație serie. In: EEA, Electrotehnica **28**, nr. 1, ianuarie 1980, p. 16–19.

CZ 621.38:621.375

ELEMENTE PRAG CU TRANZISTOARE
AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL

Sisteme de elemente prag cu tranzistoare

TITUS BURCEA* — București

1. Prezentarea problemei în general

Funcția pe care trebuie să o îndeplinească un element prag (EP) este să scoată la ieșirea sa (ieșirile) un semnal logic (o treaptă de tensiune), sau să determine anclanșarea sau declanșarea unui releu, în momentul cînd semnalul de la intrare (care ca mărime fizică apare tot sub forma unei tensiuni), variind continuu, a depășit un anumit prag (fig. 1).

Semnalul logic care este scos la ieșire este denumit în logica binară semnal 0 sau 1:

0 corespunde unei tensiuni de 0V;

1 corespunde unei tensiuni de $\pm U_a$(V), după cum se folosește o logică cu + (pozitivă) sau cu — (negativă);

U_a poate avea, în funcție de aplicație, valorile 12, 24, 48 V etc.

Fără a denatura lucrurile și pentru a cuprinde în descrierea ce urmează atît posibilitatea de folosire a unei logici pozitive cît și a unei logici negative, se va admite în mod convențional că semnalul la ieșirile unui element prag, S_e poate avea, în general, 3 valori:

0 ceea ce corespunde unei tensiuni de 0V;

+1 ceea ce corespunde unei tensiuni de $+U_a$;

—1 ceea ce corespunde unei tensiuni de $-U_a$.

Un anumit element prag determinat poate avea la o ieșire a sa numai 2 stări: starea 0 și starea +1 sau —1, în timp ce semnalul de intrare U_i poate varia continuu, natural,

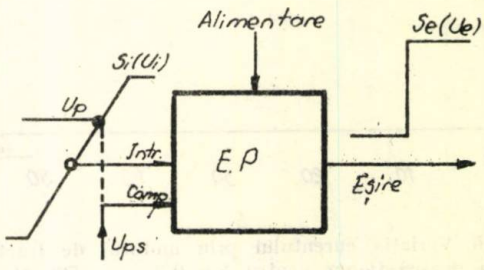


Fig. 1. Schema-bloc a elementului prag.

* Ing. *Burcea, T.* este cercetător științific principal la Institutul de cercetări și proiectări pentru automatizări (I.P.A.) București.

între anumite limite, notate cu U_{im}($U_{\text{intrare minim}}$) și U_{iM}($U_{\text{intrare maxim}}$), exprimate matematic sub forma :

$$S_e = U_e = 0 \text{ sau } 1; \text{ iar } U_{im} < U_i < U_{iM}.$$

Reprezentînd, deci, într-o diagramă pe axa absciselor mărimea de intrare U_i(V), iar pe axa ordonatelor semnalul de ieșire S (în valori logice), sau pe U_e(V), caracteristica de transfer a unui element prag apare, de exemplu, ca în figurile 2 a și 2 b.

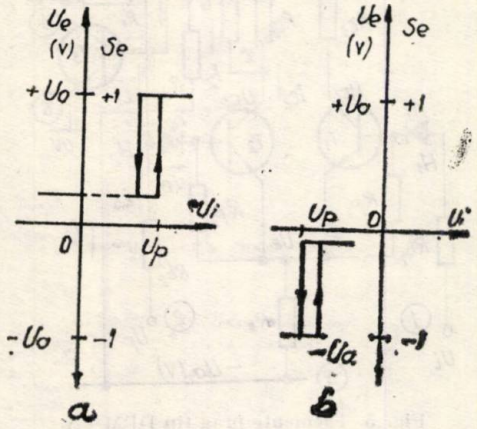


Fig. 2. Funcția $U_e = f(U_1)$ a unor elemente prag.

Se menționează că un element prag poate avea și 2 ieșiri : una pentru semnalele 0, +1, iar alta pentru semnalele 0, −1.

2. Cerințele care se impun unui element prag, în general

a. Să-și păstreze pragul la care basculează, cu abateri cît mai mici posibile, care s-ar datora variației diferitor parametri, cum sînt tensiunea de alimentare și temperatura mediului ambiant.

b. Bascularea să se facă brusc și cu un mic histerezis (de obicei de ordinul zecimilor de volt, dar ajustabil între 0 V — 1 V), așa cum se vede în figura 2 b, pentru a înlătura pericolul apariției unei stări ambigue în jurul valorii de prag.

c. Să aibă valoarea de prag reglabilă la dorință, în mod continuu, de la potențiometru.

d. Să nu denatureze semnalul 0 cu mai mult de 0,1 U_a(V) și semnalul 1 ($\pm U_a$) cu mai mult de 0,25 U_a(V), atunci cînd funcționează în sarcină (avînd conectată la ieșirea sa o rezistență de sarcină).

e. Să necesite la alimentare și deci, să scoată la ieșire ca semnal logic, tensiuni care se folosesc la elementele logice uzuale ($\pm$ 12 V; $\pm$ 24 V; $\pm$48 V etc.) și să aibă la ieșire puterea necesară anclanșării microreleelor uzuale.

f. Să fie cît mai simplu posibil, cu un număr minim de tranzistoare, atît din considerente economice, cît și pentru siguranță în funcționare.

3. Stadiul actual al tehnicii

În stadiul actual al tehnicii se pot realiza elemente prag într-un mod relativ simplu și cu performanțe ridicate, folosind circuite integrate : fie dublul comparator, fie un amplificator operațional prevăzut cu o reacție pozitivă și avînd introdusă pe o intrare mărimea continuu variabilă U_i, iar pe cealaltă intrare mărimea pragului prescris U_{ps}. În ambele cazuri circuitul integrat respectiv trebuie să fie urmat de cele mai multe ori de un tranzistor ca treapta finală de putere.

În această situație importanța elementelor prag construite cu elemente discrete (tranzistori) a scăzut ; folosirea lor este totuși indicată în schemele în care nu se dispune de tensiunile de alimentare necesare circuitelor integrate, sau în schemele în care semnalele logice trebuie să aibă valori mari în tensiune, sau releele comandate, de acestea necesită tensiuni de alimentare mai mari (24 V, 48 V etc.).

4. Sistematizarea tipurilor funcționale și a nomenclaturii elementelor prag

Sistematizarea denumirii diferitelor tipuri funcționale de EP se va face tot printr-o diagramă de funcționare (fig. 3).

Denumirea unui EP va fi formată din patru litere și anume : grupul primelor trei litere va arăta tipul funcțional al elementului prag respectiv în modul următor : litera de pe locul 1 arată dacă pragul elementului respectiv se află în partea stîngă a diagramei (mărimea de intrare are valori negative în raport cu potențialul de referință 0 V ($\perp$) al schemei), sau în partea dreaptă a diagramei (mărimea de intrare are valori pozitive); în sfîrșit plaja sesizabilă a mărimii de intrare se poate situa pe centrul diagramei, ea putînd varia de la valori negative la valori pozitive, la stînga și la dreapta lui 0. Pentru a marca diferitele domenii de variație sesizabilă a mărimii de intrare U_i, litera de pe locul 1 va fi deci :

S — pentru un EP ce lucrează pe partea stîngă a diagramei ;

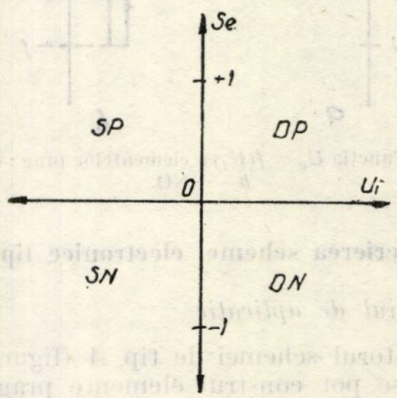


Fig. 3. Sistematizarea nomenclaturii elementelor prag.

D — pentru un EP ce lucrează pe partea dreaptă a diagramei;

C — pentru un EP ce lucrează pe centru.

Litera de pe locul 2 arată dacă la ieșire, starea diferită de 0 a elementului respectiv este +1 (pentru logică pozitivă) sau −1 (pentru logică negativă). Această literă va putea fi deci: P pentru pozitiv (+1); N pentru negativ (−1).

Litera de pe locul 3 arată dacă EP, pentru o valoare relativă a mărimii de intrare U_i mai mică decît pragul U_p (deci pentru $U_i < U_p$). are la ieșirile sale un semnal mic (0) sau unul mare (în valoare absolută) respectiv +1 sau −1. Această literă va putea fi deci:

O pentru cazul cînd $S_e = 0$ la $U_i < U_p$,

M pentru cazul cînd $S_e = \pm 1$ la $U_i < U_p$.

Această literă arată deci cum se face saltul la ieșire cînd mărimea de intrare U_i ajunge la pragul U_p, apropiindu-se de acesta dinspre stînga și anume: de la semnal mic la semnal mare sau invers. Litera de pe locul patru, despărțită printr-o liniuță de grupul primelor trei, arată cu ce schemă de bază este construit elementul prag respectiv. Această literă este *A* pentru schema cu amplificator diferențial adoptată în acest studiu.

Se menționează că domeniul sesizabil de variație $U_{IS} = (U_{iM} - U_{im})$ a mărimii de intrare U_i, reprezintă jumătate din tensiunea de alimentare U_a, la schema tip *A*, adică: $U_{IS} = \frac{1}{2} U_A$.

Pentru exemplificare în figurile 4 a, 4 b s-au arătat diagramele de funcționare a două tipuri de EP și anume DPM și SNO.

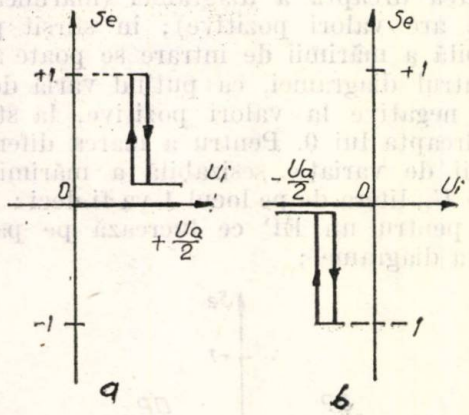


Fig. 4. Funcția $U_e = f(U_i)$ a elementelor prag: *a* = DPM; *b* — SNO.

5. Descrierea schemei electronice tip A

Domeniul de aplicație

Cu ajutorul schemei de tip *A* (figurile 5, 6, 7 și 8) se pot construi elemente prag de tip S, C și D.

Domeniul de reglaj al pragului este la acest tip de schemă de $\left(\frac{1}{2} \div \frac{1}{50}\right) \cdot U_a$, deoarece cu cît plaja de reglaj este mai mare, cu atît solicitarea termică a unuia din tranzistorii etajului diferențial al schemei, la o anumită extremitate a plajei, este mai mare.

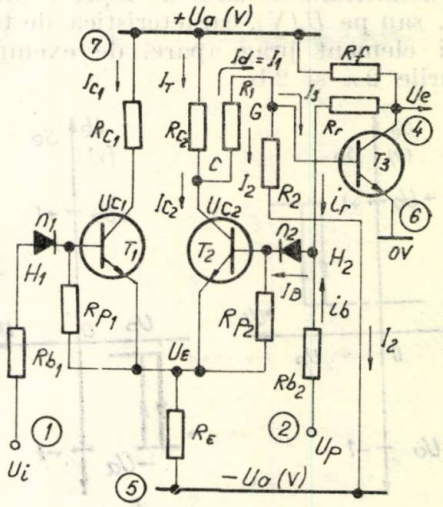


Fig. 5. Elemente prag tip DPM—A.

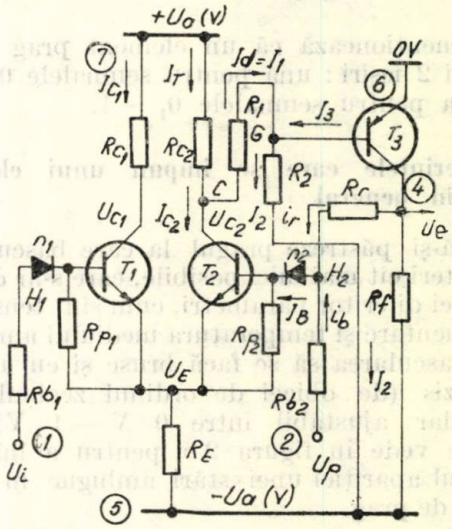


Fig. 6. Element prag tip DNO—A.

S-au stabilit următoarele domenii de reglaj:

— pentru EP tip D — $0{,}01\ U_a < U_p < +0{,}51\ U_a$ (V);

— pentru EP tip C — $0{,}26\ U_a < U_p < +0{,}26\ U_a$ (V);

— pentru EP tip S — $0{,}51\ U_a < U_p < +0{,}01\ U_a$ (V).

Descrierea funcționării schemei

În cele ce urmează se descrie schema de tip *A* cu aplicație la tipul funcțional de element prag DPM (fig. 5), funcționarea schemei *A* în cazul celorlalte tipuri funcționale de EP fiind asemănătoare.

Schema se compune, în mare, dintr-un etaj de amplificator diferențial, realizat de tranzistoarele de tip *npn* T_1 și T_2 care au în emitor o rezistență comună R_E și dintr-un tranzistor

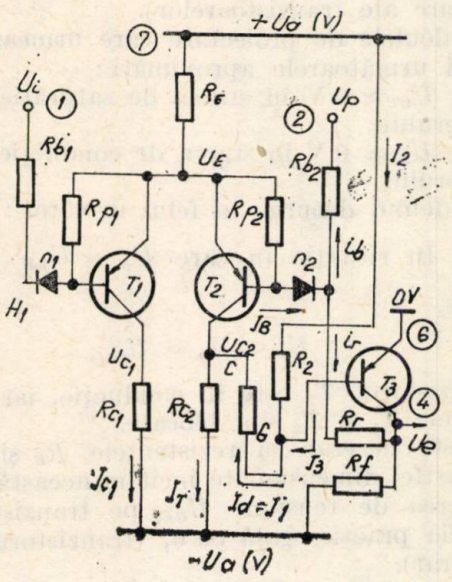


Fig. 7. Element prag tip SNO—A.

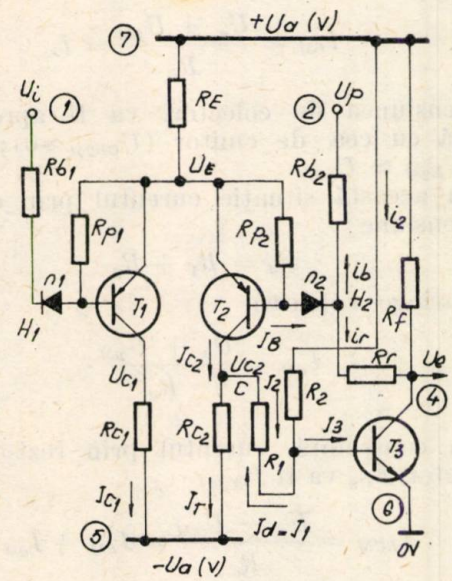


Fig. 8. Element prag tip SPM—A.

final de tip *npn* T_3 comandat de ieșirea de pe colectorul tranzistorului $T_2(U_{c2})$ prin intermediul divizorului de tensiune R_1, R_2. Pe borna 2, spre baza tranzistorului T_2 este adusă de la un potențiometru valoarea dorită reglabilă a pragului de basculare U_p. Pe borna 1, spre baza tranzistorului T_1 este adusă mărimea continuu variabilă U_i a cărei trecere peste valoarea de prag U_p trebuie sesizată de către EP.

Se vede că atîta timp cît $U_i < U_p$, tranzistorul T_1 este blocat, iar tranzistorul T_2 este saturat. În consecință, potențialul bazei tranzistorului T_3 este negativ, iar tranzitorul T_3 fiind de tip *npn* este blocat, fapt ce face ca pe ieșirea 4 de pe colectorul său să apară semnal +1 ($+U_a$V).

În momentul în care tensiunea de intrare, crescînd, depășește valoarea pragului ($U_i > U_p$), se produce o basculare a etajului diferențial: tranzistorul T_1 conduce, tranzistorul T_2 se blochează și prin baza tranzistorului final T_3 începe să curgă un curent de circa 1 mA. Acest tranzistor T_3 se saturează și, în consecință, semnalul la ieșirea 4 de pe colectorul său ia valoarea logică 0 (0 V). Basculareа aceasta se face brusc datorită reacției pozitive care pune în legătură, peste rezistența R_r, colectorul tranzistorului T_3 cu baza tranzistorului T_2. Această reacție pozitivă poate asigura și un histerezis, care poate fi variat de la 0 V la 1 V sau chiar mai mult, modificînd valoarea rezistenței de reacție R_r, așa cum se va arăta mai departe.

Dacă în loc de rezistența R_f se folosește un releu, atunci în paralel cu bobina acestui releu va trebui să fie legată o diodă pentru stingerea supratensiunilor de comutare.

Modul de realizare a celorlalte tipuri funcționale de EP grefate pe schema A.

Trecerea de la tipul funcțional M de EP la tipul funcțional 0 (schimbarea literei de pe locul 3) se face aducînd pe intrarea 1 mărimea U_p și pe intrarea 2 mărimea U_i (invers decît la tipul M descris în paragrafele de mai sus).

Trecerea de la tipul P la tipul N (schimbarea literei de pe locul 2) se face schimbînd tipul tranzistorului final, astfel:

La tipurile funcționale P de EP tranzistorul T_3 este de tip *npn*.

La tipurile funcționale N de EP tranzistorul T_3 este de tip *pnp*.

În ambele cazuri tranzitorul final T_3 se leagă cu emitorul la masă.

Trecerea de la tipul funcțional D la tipul funcțional S (schimbarea literei de pe locul 1) se face schimbînd tipul tranzistoroarelor T_1 și T_2 din amplificatorul diferențial de intrare, astfel:

La tipurile D de EP tranzistoarele T_1, T_2 sînt de tip *npn*.

La tipurile S de EP tranzistoarele T_1, T_2 sînt de tip *pnp*.

Tipul funcțional C de EP poate fi construit, în principiu, la partea de amplificator diferențial atît cu tranzistoare de tip *npn* (ca la tipul D), cît și cu tranzistoare de tip *pnp* (ca la tipul S).

Pentru fixarea ideilor, la tipul C, pentru tranzistoarele T_1, T_2 s-a adoptat tipul *npn*.

Tipurile de tranzistoare și valorile diferitelor rezistențe ale schemei A, pentru diferitele tipuri funcționale de EP grefate pe această

schemă A și pentru o tensiune de alimentare $U_a = \pm 24$ V au fost trecute sistematizat în tabelul T_1.

Considerațiile și calculele care au stat la baza proiectării schemei [2, 3] (ca schema de referință vezi schema D.P.M.A. fig. 5).

Pentru dimensionarea elementelor componente s-a avut în vedere ca :

a. Tranzistoarele etajului diferențial să nu fie solicitate în nici-o situație la mai mult de $a \cdot P_d$ (W) unde P_d este puterea disipată maxim admisibilă, iar a un coeficient de siguranță $0{,}5 < a < 0{,}8$.

b. Atît înainte de a atinge valoarea minimă a pragului U_{pm}, atunci deci cînd $U_i = U_{pM} - \varepsilon$, cît și înainte de a atinge valoarea maximă a pragului U_{pM}, atunci deci cînd $U_i = U_{pM} - \varepsilon$, tranzistorul T_2 trebuie să se afle în stare de conducție, iar baza tranzistorului T_3 trebuie să se afle la un potențial negativ de blocare a cărei valoare absolută trebuie să fie de cel puțin 1,5 V (dar nu mai mare de 4 V).

c. După ce mărimea de intrare a depășit pragul și basculareа s-a produs, tranzistorul T_2 intrînd în stare de blocare, trebuie să se asigure trecerea unui curent de comandă prin joncțiunea emitor — bază a tranzistorului T_3 de minimum 0,8 mA.

Condițiile de mai sus au dus, în final, la un sistem de 4 ecuații cu 4 necunoscute (cele 4 rezistențe R_E, R_C, R_i, R_2), sistem care se rezolvă prin metode grafoanalitice.

În cele ce urmează se vor folosi pentru diferitele mărimi electrice simbolurile arătate mai jos, iar pentru variațiile acestor mărimi aceleași simboluri precedate de litera Δ.

$U_E(\Delta U_E)$ — tensiunea pe emitorul comun al tranzistoarelor T_1. T_2;

$U_e(\Delta U_e)$ — tensiunea de ieșire, pe colectorul tranzistorului final T_3

U_{B1}, U_{B2}, U_{B3} — tensiunile pe baza tranzistoarelor T_1, T_2, T_3;

(ΔU_{B1}, ΔU_{B2}, ΔU_{B3});

U_{C1}, U_{C2}, U_{C3} — tensiunile de colector ale tranzistoarelor T_1, T_2, T_3;

(ΔU_{C1}, ΔU_{C2}, ΔU_{C3});

I_{B1}, I_{B2}, I_{B3} — curenții în baza tranzistoarelor T_1, T_2, T_3;

(ΔI_{B1}, ΔI_{B2}, ΔI_{B3});

I_{C1}, I_{C2}, I_{C3} — curenții de colector ai tranzistoarelor T_1, T_2, T_3;

(ΔI_{C1}, ΔI_{C2}, ΔI_{C3};

U_{EB1}, U_{EB2}, U_{EB3} — Căderea de tensiune emitor-bază pe tranzistoarele T_1, T_2, T_3;

(ΔU_{EB1}, ΔU_{EB2}, ΔU_{EB3});

U_{CE1}, U_{CE2}, U_{CE3} — căderea de tensiune emitor-colector pe tranzistoarele T_1, T_2, T_3;

(ΔU_{CE1}, ΔU_{CE2}, ΔU_{CE3})

$U_i(\Delta U_i)$ — tensiunea de intrare pe borna 1;

U_{H1}, U_{H2}, (ΔU_{H1}, ΔU_{H2}) — tensiunea în punctele H_1 și H_2;

U_{d1}, $U_{d2}(\Delta U_{d1}, \Delta U_{d2})$ — căderea de tensiune pe diodele n_1 și n_2;

$m = \dfrac{\Delta I_c}{\Delta U_{EB}}$ (rezultă din diagramele de funcționare ale tranzistoarelor).

Calculele de proiectare care urmează au la bază următoarele aproximări :

a. $U_{CE} \approx 0$ V în starea de saturație a tranzistorului.

b. $U_{EB} \approx 0$ V în starea de conducție a tranzistorului.

Calculul decurge în felul următor :

a. În situația în care $U_p = U_{pM} = \dfrac{1}{2} \cdot U_a$, iar

$$U_i < U_p = U_{pM},$$

tranzistorul T_2 este în conducție, iar tranzistoarele T_1 și T_3 sînt blocate.

Este necesar ca rezistențele R_E și R_{C2} să fie astfel dimensionate încît în această situație căderea de tensiune U_{CE2} pe tranzistorul T_2 să fie practic egală cu 0, (tranzistorul să fie saturat).

Curentul prin emitorul (și cu o bună aproximație și prin colectorul) tranzistorului T_2 va fi acum :

$$I_{EM} = \frac{U_a + U_{pM}}{R_E} = I. \tag{1}$$

Tensiunea de colector, va fi aproximativ egală cu cea de emitor ($U_{CE2M} \approx 0$); $U_{C2M} \approx$
$\approx U_{E2M} \approx U_{pM}$. (2)

În această situație curentul prin divizorul de tensiune

$$R_d = R_1 + R_2 \tag{3}$$

va atinge valoarea

$$I_{dM} = \frac{U_a + U_{pM}}{R_d}. \tag{4}$$

În consecință, curentul prin rezistența de colector R_{C2} va fi I_{RCM}.

$$I_{RCM} = \frac{U_a - U_{pM}}{R_c} = I_{EM} + I_{dM} =$$

$$= (U_a + U_{pM}) \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_d} \right). \tag{5}$$

Înlocuind pe U_{pM} prin valoarea sa $U_{pM} = \dfrac{U_a}{2}$, se obține din (5) :

$$\frac{1}{R_C} = 3 \cdot \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right). \tag{6}$$

b. În situația în care $U_p = U_{pm} = 0$ V, iar $U_i < U_p = U_{pm}$, tranzistorul T_2 se află în conducție, iar tranzistorii T_1 și T_2 sînt blocați.

Curentul prin tranzistorul T_2 este în această situaţie :

$$I_{Em} = \frac{U_a + U_{pm}}{R_E} = \frac{U_a}{R_E}. \quad (7)$$

Tensiunea care apare pe colectorul tranzistorului T_2 este în această situaţie U_{C2m}, iar prin divizorul de tensiune R_d va trece curentul :

$$I_{dm} = \frac{U_{C2m} - (-U_a)}{R_1 + R_2} = \frac{U_{C2m} + U_a}{R_1 + R_2}. \quad (8)$$

Curentul total prin rezistenţa de colector R_{C2} va fi în această situaţie :

$$I_{RCm} = \frac{U_a - U_{C2m}}{R_C} = I_{Em} + I_{dm} =$$

$$= \frac{U_a}{R_E} + \frac{U_{C2m}}{R_1 + R_2} + \frac{U_a}{R_1 + R_2}. \quad (9)$$

Din relaţia (9) rezultă :

$$U_{C2m} = U_a \cdot \frac{\frac{1}{R_C} - \frac{1}{R_E} - \frac{1}{R_1 + R_2}}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_d}} =$$

$$= U_a \cdot \frac{1 - \frac{R_C}{R_E} - \frac{R_C}{R_1 + R_2}}{1 + \frac{R_C}{R_1 + R_2}}. \quad (11)$$

Se pune condiţia ca puterea disipată în acest caz pe tranzistor P_t să fie egală cu $a.P_d$. Se va scrie, deci : $P_t = a \cdot P_d$. (12)

$$I_{Em} \cdot U_{CE2m} = \frac{U_a}{R_E} \cdot U_a \cdot \frac{1 - \frac{R_c}{R_E} - \frac{R_c}{R_1 + R_2}}{1 + \frac{R_c}{R_1 + R_2}} = a \cdot P_d. \quad (13)$$

Din (13) rezultă :

$$\frac{1}{R_E} \cdot \frac{1 - \frac{R_c}{R_E} - \frac{R_c}{R_1 + R_2}}{1 + \frac{R_c}{R_1 + R_2}} = \frac{a \cdot P_d}{U_a^2}. \quad (14)$$

Se mai pune condiţia ca în această situaţie potenţialul punctului G, $U_G = U_{B3}$ să fie egal cu $-1{,}5$ V. Rezultă :

$$U_G = U_{B3} = -1{,}5\ \text{V} = -U_a + R_2 I_{dm} =$$

$$= -U_a + \frac{R_2}{R_d}(U_{C2m} + U_a). \quad (15)$$

Ţinînd seama de (8) şi (11) rezultă, în final :

$$1 - \frac{1{,}5}{U_a} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(\frac{2 - \frac{R_c}{R_E}}{1 + \frac{R_c}{R_1 + R_2}} \right). \quad (16)$$

c. În situaţia în care bascularea s-a produs, tranzistorul T_2 este blocat, iar tranzistorii T_1 şi T_3 sînt în conducţie, deci potenţialul punctului G, $U_G = U_{B3} \approx 0$V.

Notînd cu :

I_1 curentul care trece prin rezistenţa R_1;

I_2 curentul care trece prin rezistenţa R_2;

I_3 curentul care trece prin baza tranzistor T_3 şi punînd condiţia ca $I_3 = 1$ mA, se va putea scrie :

$$I_1 - I_2 = I_3 = 1 = \frac{U_a}{R_C + R_1} - \frac{U_a}{R_2}. \quad (17)$$

Ecuaţiile 6, 14, 16, 17 constituie un sistem de 4 ecuaţii cu 4 necunoscute R_E, R_C, R_1, R_2.

Modul de rezolvare a acestui sistem este arătat în anexă.

Procedîndu-se după modul arătat în anexă şi făcîndu-se micile ajustări necesare s-a ajuns la următoarele valori pentru o schemă de tip A :

$U_a = 24$ V ; $P_d = 0{,}5$ W şi $a = 0{,}5$ ($a \cdot P_d = 250$ mW),

$R_{C1} = R_{C2} = R_C = 0{,}43$ KΩ (0,422),

$R_E = 1{,}6$ kΩ (1,62),

$R_1 = 3{,}01$ kΩ ± 2%,

$R_2 = 4{,}02$.kΩ ± 2%.

Se menţionează că rezistenţele R_1, R_2, R_E, R_{C1}, R_{C2} trebuie să prezinte o precizie de 2% pentru a se asigura satisfacerea relaţiilor (6), (14), (16), (17) cu suficientă exactitate. Restul rezistenţelor din schemă pot fi de precizia 5%.

Pentru dimensionarea rezistenţelor R_E, R_C, R_2 la elementele prag de tip C s-a procedat întocmai ca mai sus. Rezultatele calculelor sînt sistematizate în tabelul 1 (pentru $U_a = 24$ V şi $a \cdot P_d = 0{,}5 \cdot 0{,}5 = 250$ mW.

Ca exemplu, pentru $U_a = 24$ V, s-a propus folosirea următoarelor tipuri de tranzistoare de la firma franceză SESCOSEM :

— pentru tipul *npn* tranzistorul 2 N 736B,

— pentru tipul *pnp* tranzistorul 2 N 2905 A.

Se precizează că orice alt tranzistor de la orice altă firmă este bun dacă are următoarele caracteristici tehnice mai importante :

$U_{CEO} \geq 50$ V ; $\beta_N \geq 80$; $0{,}3$ W $< P_d < 1$ W ;

$I_{CM} > 75$ mA.

ELEMENTE PRAG construite cu schema de tip A pentru $U_a = 24$V — Tabelul 1

Tipul funcțion.	R_E, kΩ	R_{C1}, kΩ	R_{C2}, kΩ	R_1, kΩ	R_2, kΩ	R_{b1}, kΩ	R_{b2}, kΩ	R_{p1}, kΩ	R_{p2}, kΩ	R_f, kΩ	T_1	T_2	T_3	Gama de reglaj a pragului	Intrări pe borne
DPM	1,62	0,422	0,422	3,01	4,02	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 736B	2N 736B	2N 736B	0 ÷ +12V	Ui→1 Up→2
DPO	1,62	0,422	0,422	3,01	4,02	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 736B	2N 736B	2N 736B	0 ÷ +12V	Ui→1 Up→2
DNO	1,62	0,422	0,422	3,01	4,02	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 736B	2N 736B	2N 2905A	0 ÷ +12V	Ui→1 Up→2
DNM	1,62	0,422	0,422	3,01	4,02	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 736B	2N 736B	2N 2905A	0 ÷ +12V	Ui→2 Up→1
CPM	1,47	0,681	0,681	3,57	5,11	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 736B	2N 736B	2N 736B	−6 ÷ +6V	Ui→1 Up→2
CPO	1,47	0,681	0,681	3,57	5,11	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 736B	2N 736B	2N 736B	−6 ÷ +6V	Ui→2 Up→1
CNO	1,47	0,681	0,681	3,57	5,11	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 736B	2N 736B	2N 2905A	−6 ÷ +6V	Ui→1 Up→2
CNM	1,47	0,681	0,681	3,57	5,11	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 736B	2N 736B	2N 2905A	−6 ÷ +6V	Ui→2 Up→1
SPM	1,62	0,422	0,422	3,01	4,02	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 2905A	2N 2905A	2N 736B	−12 ÷ 0V	Ui→1 Up→2
SPO	1,6	0,422	0,422	3,01	4,02	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 2905A	2N 2905A	2N 736B	−12 ÷ 0V	Ui→2 Up→1
SNO	1,62	0,422	0,422	3,01	4,02	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 2905A	2N 2905A	2N 2905A	−12 ÷ 0V	Ui→1 Up→2
SNM	1,62	0,422	0,422	3,01	4,02	1,2	1,2	10	10	0,68	2N 2905A	2N 2905A	2N 2905A	−12 ÷ 0V	Ui→2 Up→1

Natural, tranzistorul va fi cu atît mai bun cu cît β_N va fi mai mare.

În concluzie, se pot folosi și tranzistoarele românești de mai jos :

— pentru tipul *npn* tranzistorul BC 174,

— pentru tipul *pnp* tranzistorul BC 177

numai ca tranzistor final.

Rezistența din colectorul tranzistorului final R_f trebuie să îndeplinească următoarea condiție [2] :

$$R_f \geqslant \max\left(\frac{U_a}{I_{CM}}, \frac{U_a}{\beta_m \cdot I_{Bm}}\right),$$ unde I_{CM} este curentul de colector maxim admisibil al tranzistorului final, iar β_m și I_{Bm} reprezintă valorile minime posibile ale factorului de amplificare în curent și ale curentului de comandă injectat în baza tranzistorului final.

În cazurile prezentate ca exemplu mărimile de mai sus au următoarele valori :

$$I_B = I_{Bm} = 0{,}8\ \text{mA (așa cum s-a proiectat)};$$

$$\beta = \beta_{\min} = 0{,}67 \cdot \beta_N = 0{,}67 \cdot 80 = 55.$$

dar,

$$R_f \geqslant R_{fm} = \frac{24}{I_{Cfm}} = \frac{24}{I_{Bfm} \cdot \beta_m} = \frac{24}{0{,}8 \cdot 55} = 0{,}6\ \text{k}\Omega.$$

Pentru siguranță se va admite $R_{fm} = 0{,}68$ kΩ.

În cazul acesta rezistența de sarcină R_1 care se leagă la ieșire EP, între borna 4 și masă, va trebui să fie mai mare decît o anumită valoare minimă R_{lm}, determinată de relația de mai jos :

$$R_{lm} = \frac{R_{fm} \cdot U_{em}}{U_a - U_{em}}. \qquad (18)$$

Admițînd că valoarea minimă U_{em} a tensiunii de ieșire U_e (care apare la borna 4a EP) este de (1−0,25) U_a, așa cum s-a precizat se va obține :

$$R_{fm} = \frac{0{,}68 \cdot 0{,}75\ U_a}{U_a - 0{,}75\ U_a} = \frac{0{,}68 \cdot 0{,}75}{0{,}25} = 2\ \text{k}\Omega.$$

Calculul rezistenței de reacție funcție de histerezisul dorit

Calculul rezistenței de reacție R_{r0} care determină un factor de amplificare $A \to \infty$ și un histerezis $\Delta U_h = 0$.

În anexă s-a determinat factorul total de amplificare A al EP în zona de basculare propriu-zisă (acolo unde $I_{B3} \neq 0$ și tranzistorul final T_3 nu a ajuns încă la saturație).

Expresia acestui factor total de amplificare A este următoarea :

$$A = \frac{\Delta U_e}{\Delta U_i} = \frac{1}{\dfrac{2(R_1 + R_c)(\beta_i + m \cdot R_b)}{m \cdot \beta_f \cdot \beta_i \cdot R_f \cdot R_c} - \dfrac{R_b}{R_r}}. \qquad (19)$$

Se vede că factorul de amplificare devine infinit și deci basculareа se face prin salt pe verticală și la limita (fără histerezis), pentru o valoare a lui $R_r = R_{r0}$, care anulează numitorul fracției din (19).

$$R_{r0} = \frac{R_b \cdot m \cdot \beta_f \cdot \beta_i \cdot R_f \cdot R_c}{2(R_1 + R_c)(\beta_i + m \cdot R_b)}. \qquad (20)$$

Aplicație numerică la cazul studiat :

$$R_{r0} = \frac{1{,}2 \cdot 200 \cdot 80 \cdot 100 \cdot 0{,}7 \cdot 0{,}4}{2(3 + 0{,}4)(100 + 200 \times 1{,}2)} = 230 \text{ k}\Omega.$$

Calculul rezistenței suplimentare de reacție R_{rh}, care determină un histerezis dorit.

Dacă se dorește nu numai un salt pe verticală, dar și un histerezis, atunci, în paralel cu rezistența de reacție R_{r0}, determinată de relația (20), mai este necesară și o rezistență R_{rh}, a cărei valoare determinată pe baza considerațiilor arătate în anexă are următoarea valoare :

$$R_{rh} = R_b \frac{U_e}{\Delta U_h}. \qquad (21)$$

Evident că pentru a realiza un histerezis ΔU_h, în loc de două rezistențe de reacție în paralel R_{r0} și R_{rh} se poate monta doar rezistența echivalentă R_{re} a acestora.

6. Caracteristici tehnice funcționale și de utilizare ale schemei

a. Consumul de curent al elementului prag este maxim în cea mai defavorabilă situație (adică atunci cînd pragul prescris este maxim $U_{ps} = U_{pM}$). Acest consum maxim de curent este de 30 mA la EP la care $U_a = 24$ V.

La acesta se mai adaugă consumul de curent prin rezistența finală (prin tranzistorul T_3) egal cu $\frac{U_a}{R_f}$ (care este de maximum $\frac{24}{0{,}68} = 35$mA în cazul elementelor prag la care $U_a = 24$ V).

b. Consumul de curent de comandă la intrările 1 și 2 este destul de mic ($I_{b1} < 0{,}3$ mA și $I_{b2} < 0{,}3$ mA), elementul prag grefat pe schema *A*, apărînd ca un EP de înaltă sensibilitate.

Acest curent de intrare rămîne mic însă numai atît timp cît valoarea mărimii de intrare continu variabilă U_i nu depășește valoarea maximă reglabilă a pragului $U_{ps} = U_{pM}$, deci numai pentru :

$$U_i \leqslant U_{pM}. \qquad (22)$$

După depășirea de către U_i a acestei valori, nu se întîmplă nimic grav (pînă la un anumit punct), dar curentul absorbit prin borna 1 în baza tranzistorului T_1 crește, el fiind dat acum de relația :

$$I_{b1} = \frac{U_1 - U_{pM}}{R_{b1}}. \qquad (23)$$

Creșterea lui U_i poate fi deci admisă numai pînă la valoarea U_{ia} care face ca I_{b1} să ia valoarea I_{b1M} maxim admisibilă pentru tranzistorul T_1. Așadar,

$$U_{ia} = I_{b1M} \cdot R_{b1} + U_{pM}. \qquad (24)$$

ANEXĂ

1. Pentru a putea rezolva sistemul de 4 ecuații (reprezentat de relațiile 6, 14, 16, 17) cu 4 necunoscute : R_E, R_C, R_1, R_2, se vor face mai întîi unele mici aproximații în scopul determinării valorilor aproximative ale necunoscutelor, apoi se vor ajusta ușor aceste valori, așa fel încît să se satisfacă cu suficientă exactitate toate cele 4 ecuații, obținînd valorile finale definitive. Astfel, în ecuația (14), neglijînd termenul $\frac{R_C}{R_1 + R_2}$ care, așa cum se va vedea, este mai mic decît 0,07 se obține :

$$\frac{R_C}{R_E} = 1 - \frac{a^P d}{U_a^2} \cdot R_E \rightarrow R_C = R_E \left(1 - \frac{a^P d}{U_a^2} R_E\right) = f_3(R_E) \qquad (1a)$$

Introducînd această valoare a raportului $\frac{R_C}{R_E}$, dat de ecuația (1 a) în ecuația (16) și neglijînd și acolo termenul $\frac{R_C}{R_1 + R_2}$ se va obține :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{a^P d}{U_a^2} R_E\right) = 1 - \frac{1{,}5}{U_a}. \qquad (2a)$$

Notînd cu $K = \frac{R_1}{R_2}$ se obține din ecuația (2 a) :

$$K = \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{1 - \frac{1{,}5}{U_a}} \cdot \left(\frac{1{,}5}{U_a} + \frac{a^P d}{U_a^2} \cdot R_E\right). \qquad (3a)$$

Introducînd în ecuația (6) valoarea lui R_C dată de ecuația (1 a) și valoarea lui $\frac{1}{R_1 + R_2}$ dedusă din ecuația (2 a) se obține în final valoarea lui R_2 ca funcție de R_E :

$$R_2 = \frac{3 \cdot \left(1 - \frac{1{,}5}{U_a}\right)\left(1 - \frac{a \cdot P d}{U_a^2} \cdot R_E\right) \cdot R_E}{\left(1 + \frac{a \cdot P d}{U_a^2} \cdot R_E\right) \cdot \left(\frac{3a \cdot P d}{U_a^2} R_E - 2\right)} = f_2(R_E). \qquad (4a)$$

Introducînd valoarea lui R_2 din ecuația (4 a) în ecuația (3 a), se obține valoarea lui R_1 :

$$R_1 = KR_2 = \frac{3\left(\frac{1{,}5}{U_a} + \frac{a \cdot P d}{U_a^2} \cdot R_E\right)\left(1 - \frac{a \cdot P d}{U_a^2} R_E\right) R_E}{\left(1 + \frac{a \cdot P d}{U_a^2} \cdot R_E\right)\left(\frac{3a^P d}{U_a^2} R_E - 2\right)} = f_1(R_E). \qquad (5a)$$

Relațiile (5 a), (4 a) și (1 a) dau pe R_1, R_2 și R_C ca funcții explicite de R_E.

Introducînd valorile lui R_1, R_2, R_c date de relațiile (5 a), (4 a), (1 a) în ecuația (17) se obține:

$$1 + \frac{U_a}{f_2(R_E)} = \frac{U_a}{f_3(R_E) + f_1(R_E)}. \qquad (6\text{ a})$$

Ecuația (6 a) se rezolvă grafic reprezentînd în aceeași diagramă funcțiile de R_E din stînga și din dreapta semnului egal și determinînd la locul de intersecție valoarea lui R_E.

2. Pentru a determina factorul total de amplificare A al EP în zona de basculare propriu-zisă (acolo unde $I_{B3} \neq 0$ și tranzistorul final T_3 nu a ajuns la saturație), ne referim la schema DPM prezentată în figura 5.

Prin definiție factorul total de amplificare A este:

$$A = \frac{\Delta U_e}{\Delta U_i} \qquad (7\text{ a})$$

Se presupune că tranzistorii T_1 și T_2 au fost sortați de așa manieră încît

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_i. \qquad (8\text{ a})$$

Pentru tranzistorul T_1 sînt valabile următoarele relații:

$$U_i = U_{B1} + U_{d1} + I_{B1} \cdot R_{b1}. \qquad (9\text{ a})$$

Diferențiind relația (9 a), luînd diferențe finite și avînd în vedere că $\Delta U_{d1} \approx 0$ (căderea de tensiune pe dioda n_1 fiind aproximativ constantă), se obține:

$$\Delta U_i = \Delta U_{B1} + \Delta I_{B1} \cdot R_{b1}. \qquad (10\text{ a})$$

Căderea de tensiune pe emitor-bază este:

$$U_{EB1} = U_{B1} - U_E. \qquad (11\text{ a})$$

Diferențiind relația (11 a) se obține:

$$\Delta U_{EB1} = \Delta U_{B1} - \Delta U_E. \qquad (12\text{ a})$$

Din diagramele de funcționare a tranzistoarelor [1, 4] rezultă că:

$$\Delta I_C \cong m \cdot \Delta U_{EB}. \qquad (13\text{ a})$$

unde: $m \approx 200$ mA/V pentru tranzistorul 2N 736 B [4].

Relația (13 a) este valabilă cu o bună aproximație în domeniul de variație a lui I_C în care se produce bascularea 3 mA $< I_C <$ 8 mA.

$$\Delta I_{C1} = m \cdot \Delta U_{EB1} = m \cdot (\Delta U_{B1} - \Delta U_E). \qquad (14\text{ a})$$

Pe de altă parte:

$$\Delta I_{C1} = \beta_i \cdot \Delta I_{B1} \rightarrow \Delta I_{B1} = \frac{\Delta I_{C1}}{\beta_i}. \qquad (15\text{ a})$$

Din relațiile (10 a), (15 a) și (14 a) rezultă în final:

$$\Delta U_i = \left(1 + m \cdot \frac{R_b}{\beta_i}\right) \cdot \Delta U_{B1} - m \cdot \frac{R_b}{\beta_i} \cdot \Delta U_E. \qquad (16\text{ a})$$

În timpul basculării, curentul total prin rezistența comună de emitor R_E este dat de relația:

$$I_E = I_{C1} + I_{C2}. \qquad (17\text{ a})$$

Diferențiind relația (17 a) obținem:

$$\Delta I_{C1} + \Delta I_{C2} = \Delta I_E = \frac{\Delta U_E}{R_E}. \qquad (18\text{ a})$$

Pentru tranzistorul T_2 sînt valabile următoarele relații:

$$\Delta I_{C2} = m(\Delta U_{B2} - \Delta U_E), \qquad (19\text{ a})$$

Din relația (14 a), (19 a) și (18 a) rezultă:

$$\Delta U_{B1} + \Delta U_{B2} = \left(\frac{1}{m \cdot R_E} + 2\right) \cdot \Delta U_E, \qquad (20\text{ a})$$

Cum:

$$\frac{1}{mR_E} \ll 2, \text{ se obține, în final:}$$

$$\Delta U_{B1} + \Delta U_{B2} = 2\Delta U_E. \qquad (21\text{ a})$$

Curentul prin baza tranzistorului T_2 este dat de următoarea relație:

$$I_{B2} = \frac{U_p - U_{H2}}{R_b} + \frac{U_e}{R_r} = i_b + i_r, \qquad (22\text{ a})$$

unde: $U_{H2} = U_{B2} + U_{d2}$. (23 a)

Diferențiind relațiile (22 a), (23 a) și avînd în vedere ca $U_{d2} \approx 0$ (căderea de tensiune pe diodă n_2 fiind aproximativ constantă), reiese:

$$\Delta I_{B2} = \frac{\Delta U_e}{R_r} - \frac{\Delta U_{B2}}{R_b}. \qquad (24\text{ a})$$

Rezultă, pentru ΔI_{C2}.

$$\Delta I_{C2} = \beta_i \cdot \Delta I_{B2} = \beta i \cdot \left(\frac{\Delta U_e}{R_r} - \frac{\Delta U_{B2}}{R_b}\right). \qquad (25\text{ a})$$

O altă legătură între ΔI_{C2} și ΔU_e se obține în modul următor:

Tensiunea U_{C2} pe colectorul tranzistorului T_2 este:

$$U_{C2} = U_a - (I_{C2} + I_d)R_c. \qquad (26\text{ a})$$

Avînd în vedere că:

$$I_d = \frac{U_{C2}}{R_1}. \qquad (27\text{ a})$$

În final rezultă:

$$U_{C2} \cdot \left(1 + \frac{R_C}{R_1}\right) = U_a = R_C \cdot I_{C2}. \qquad (28\text{ a})$$

Pentru tranzistorul final T_3 sînt valabile următoarele relații:

$$I_{B3} = \frac{U_{C2}}{R_1} - \frac{U_a}{R_2}. \qquad (29\text{ a})$$

$$U_e = U_a - R_f \cdot I_{C3} = U_a - R_f \cdot \beta_f \cdot I_{B3}, \qquad (30\text{ a})$$

unde $\beta_f = \beta_3$ este factorul de amplificare în curent al tranzistorului final.

Din relațiile (28 a), (29 a) și (30 a) diferențiate, se obține:

$$\Delta I_{C2} = \frac{R_1 + R_C}{R_f \cdot \beta_f \cdot R_C} \cdot \Delta U_e. \qquad (31\text{ a})$$

Din (19 a), (21 a), (25 a) se obține pentru ΔU_{B1} și ΔU_{B2}:

$$\Delta U_{B1} = -\frac{\beta_i \cdot R_b}{R_r(\beta_i + mR_b)} \cdot \Delta U_e + \frac{2\beta_i + m \cdot R_b}{\beta_i + mR_b} \Delta U_E, \qquad (32\text{ a})$$

$$\Delta U_{B2} = \frac{\beta_i \cdot R_b}{R_r(\beta_i + mR_b)} \Delta U_e + \frac{mR_b}{\beta_i + mR_b} \cdot \Delta U_E. \qquad (33\text{ a})$$

Introducînd valoarea lui ΔU_{B2} dată de relația (33 a), în (25 a) se obține:

$$\Delta I_{C2} = \frac{m \cdot \beta_i \cdot R_b}{R_r(\beta_i + mR_b)} \cdot \Delta U_e - \frac{m \cdot \beta_i}{\beta_i + mR_b} \cdot \Delta U_E. \quad (34\ a)$$

Egalînd expresiile lui ΔI_{C2} date de relațiile (31 a) și (34 a) se obține:

$$\Delta U_E = \left[\frac{R_b}{R_r} - \frac{(R_1 + R_c)(\beta_i + m \cdot R_b)}{m \cdot \beta_i \beta_f \cdot R_f \cdot R_c} \right] \cdot \Delta U_e. \quad (35\ a)$$

Introducînd în relația (16 a) pe ΔU_{B1} dat de relația (32 a) și pe ΔU_E dat de relația (35 a) se obține în final pe ΔU_i ca funcție explicită de ΔU_e:

$$\Delta U_i = \left[\frac{R_b}{R_r} - \frac{2(R_1 + R_c)(\beta_i + mR_b)}{m \cdot \beta_f \cdot \beta_i R_f \cdot R_c} \right] \cdot \Delta U_e. \quad (36\ a)$$

3. Pentru calcularea rezistenței suplimentare de reacție R_{rh}, care să determine un histerezis dorit ΔU_h se pornește de la următoarele observații.

Atît procesul de basculare, cît și cel de revenire încep la aceleași valori ale parametrilor I_C, I_B, U_{BE} ai tranzistorului T_2, dar la tensiuni de emitor puțin diferite între ele și anume diferind chiar prin valoarea tensiunii de histerezis, ΔU_h:

$$\Delta U_h = U_{Eb} - U_{Er}, \quad (37\ a)$$

unde:

U_{Eb} este tensiunea de basculare pe emitorul lui T_1, T_2,
U_{Er} este tensiunea de revenire pe emitorul lui T_1, T_2.
În continuare se va folosi indicele b pentru basculare și indicele r pentru revenire.

Se vede că: $U_{H2} = U_E + U_{BE2} + U_{d2}$. (38 a)

La aceleași valori ale lui I_B și I_C în cazul basculării și revenirii, mărimile U_{BE} și U_{d2} sînt aceleași.

Așadar, tensiunea de histerezis este:

$$\Delta U_h = U_{Eb} - U_{Er} = U_{H2b} - U_{H2r}. \quad (39\ a)$$

Curentul I_{B2}, același în cazul începutului de basculare și de revenire este dat de relația:

$$I_{B2} = i_r + i_b, \quad (40\ a)$$

unde i_r este curentul de reacție pozitivă venit prin rezistența R_{rh}, iar i_b este curentul de comandă venit prin rezistența R_b de la potențiometrul de fixare a pragului U_p.

În cazul basculării:

$$I_{B2b} = i_{rb} + i_{bb} = \frac{U_e - U_b}{R_{rh}} + \frac{U_p - U_{H2b}}{R_b}. \quad (41\ a)$$

În cazul revenirii:

$$I_{B2r} = i_{rr} + i_{br} = -\frac{U_p}{R_{rh}} + \frac{U_p - U_{H2r}}{R_b}. \quad (42\ a)$$

Din egalitatea $I_{B2b} = I_{B2r}$ rezultă:

$$\frac{U_e}{R_{rh}} \cdot \frac{U_{H2b} - U_{H2r}}{R_b} = \frac{\Delta U_h}{R_b}. \quad (43\ a)$$

CZ 621.372.4 : 538.551.23

FUNCȚII DE REȚEA
PROGRAM DE CALCUL
CIRCUIT ELECTRIC
SURSE COMANDATE

PGDFR: Program general de determinare a funcțiilor de rețea

MIHAI IORDACHE* — București

Introducere

În lucrare se prezintă un program general și original de determinare sub formă simbolică a celor patru tipuri de funcții de rețea: impedanța de transfer, admitanța de transfer, factorul de transfer în tensiune și factorul de transfer în curent.

Circuitul electric analizat poate să conțină: toate cele patru tipuri de surse comandate, cuplaje magnetice, nulori, giratoare, invertoare de tensiune, invertoare de curent, amplificatoare operaționale și, în general, orice multipol sau multiport de circuit care prezintă o schemă echivalentă alcătuită numai din elemente ideale dipolare.

Algoritmul de determinare a celor patru funcții de rețea utilizează metoda arborilor neorientați cu parametrii omogeni (admitanțe) expusă în [1]. Programul de calcul este scris în limbaj FORTRAN.

Pentru determinarea arborilor comuni grafurilor G^I și G^U s-a folosit metoda prezentată în [2], iar pentru determinarea factorului de semn metoda expusă în [3].

1. Descrierea programului

Cuplajele magnetice se înlocuiesc cu surse de tensiune comandate în curent [1].

Deoarece sursele comandate și nulorii se comportă topologic diferit din punctul de vedere al curentului și al tensiunii [1—4], pentru formularea sistematică a teoremelor lui Kirchhoff se asociază circuitului două grafuri: unul de curent G^I, pentru teorema întîi Kirchhoff și altul de tensiune G^U pentru teorema a doua a lui Kirchhoff [1].

* Dr. ing. *Iordache M.* — Institutul politehnic — București.

Oricare din cele patru funcţii de reţea, menţionate în paragraful anterior, se calculează [1], cu formula generală :

$$F_{ei} = -\frac{A_1}{A_p}, \qquad (1)$$

unde :

$$A_1 = \sum_{S \in A_{1c}} \varepsilon_S A_S, \qquad (2)$$

reprezintă suma algebrică a arborilor comuni (exprimaţi în admitanţă) care conţin latura de transmitanţă unitate în grafurile completate G_1^I şi G_1^U [1]:

$$A_p = \sum_{S \in A_{pc}} \varepsilon_S A_S, \qquad (3)$$

este suma algebrică a arborilor comuni (exprimaţi în admitanţă) grafurilor G_p^I şi G_p^U în care porţile de intrare-ieşire sînt pasivizate corespunzător funcţiei de reţea calculată, conform tabelului 1 ;

ε_S — factorul de semn pentru fiecare din arborii comuni S,

A_{1c} — mulţimea arborilor comuni grafurilor G_1^I şi G_1^U ce conţin latura unitate şi

A_{pc} — reprezintă mulţimea arborilor comuni grafurilor G_p^I şi G_p^U cu porţile intrare-ieşire pasivizate corespunzător.

Tabelul 1

Funcţia de reţea	Poarta de intrare	Poarta de ieşire
Impedanţa de transfer	gol	gol
Admitanţa de transfer	scurtcircuit	scurtcircuit
Factorul de transfer în tensiune	scurtcircuit	gol
Factorul de transfer în curent	gol	scurtcircuit

Graful completat G_1^I este graful G^I, în care la poarta de intrare se conectează o latură de transmitanţă unitate, orientată în sensul mărimii de intrare şi poarta de ieşire este lăsată în gol, iar graful completat G_1^U este graful G^U în care poarta de intrare este lăsată în gol şi la poarta de ieşire se conectează o latură de transmitanţă unitate, orientată în sensul mărimii de ieşire.

Din tabelul 1 se constată că prin pasivizarea porţilor intrare-ieşire, în cazul anumitor funcţii de reţea, fie poarta de intrare, fie poarta de ieşire, fie ambele sînt scurtcircuitate.

Observaţia 1

Structura grafurilor completate G_1^I şi G_1^U este cea prezentată mai sus indiferent de natura funcţiei de reţea determinată.

Prin scurtcircuitarea unei porţi sau a unei laturi într-un graf, dispare unul din cele două noduri ale porţii sau ale laturii.

Pentru simplificarea introducerii datelor pe calculator şi pentru a nu complica algoritmul de determinare a factorului de semn [3] se păstrează din cele două noduri ale porţii sau laturii scurtcircuituate, nodul cu indicele cel mai mic, iar celălalt nod se elimină după regula N.

Regula N

Fie n_k nodul din graf care trebuie eliminat. După eliminarea nodului n_k, toţi indicii nodurilor strict mai mari decît k se micşorează cu o unitate.

Sursele comandate sînt reprezentate în grafurile : G_1^I, G_1^U, G_p^I şi G_p^U prin laturi orientate caracterizate fie prin admitanţă, fie prin impedanţă, conform tabelului 2.

Observaţia 2

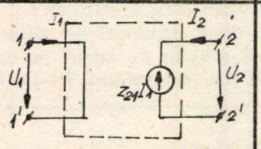
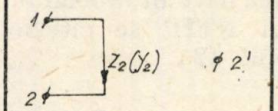
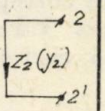
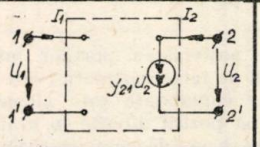
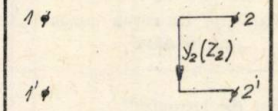
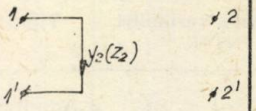
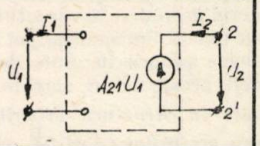
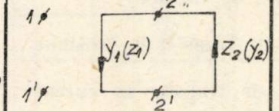
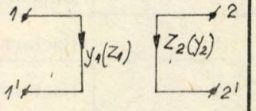
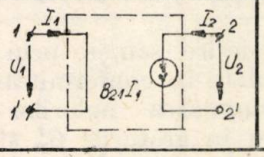
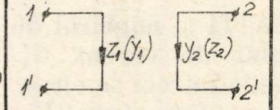
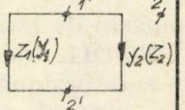
Pentru simplificarea scrierii, în cele ce urmează, prin graful $G^I(G^U)$ se înţelege fie graful $G_1^I(G_1^U)$, fie graful $G_p^I(G_p^U)$.

Dacă mărimea care comandă este un curent, pentru identificarea porţii de comandă, este necesară, introducerea unui nod suplimentar în sens larg faţă de nodurile circuitului iniţial. Pentru simplitate vom alege acest nod suplimentar în aşa fel încît sensul curentului de comandă să intre (conveargă) în el.

Sursa de tensiune comandată în curent este simulată, tabelul 2, printr-o latură caracterizată printr-o impedanţă egală cu impedanţa de transfer (au printr-o admitanţă egală cu inversa impedanţei de transfer) care este conectată în graful G^I la poarta care comandă (avînd sensul curentului care comandă), poarta comandată fiind scurtcircuitată, iar în graful G^U această latură este conectată la poarta comandată (avînd sensul tensiunii de la bornele acestei porţi), poarta de comandă fiind scurtcircuitată. Deci, această sursă comandată conduce la scurtcircuitarea a două noduri în graful G^I şi în graful G^U (în graful G^I nodurile laturii comandate, iar în graful G^U nodurile laturii de comandă).

Pentru simplificarea determinării factorului de semn se păstrează din cele două noduri scurtcircuitate, în graful G^I, nodul spre care este orientată tensiunea de la bornele laturii comandate, celălalt nod fiind atribuit noului nod introdus de poarta care comandă. În graful

Tabelul 2

Tipul sursei comandate	Schema echivalentă	Relaţiile de definiţie	Comportarea în circuit din punctul de vedere al curentului respectiv tensiunii	
			Curent (I) (în G_1^I sau/şi G_p^I)	Tensiune (U) (în G_1^U sau/şi G_p^U)
Sursă ideală de tensiune comandată în curent (SITCC)		$U_1 = 0$ $U_2 = Z_{21} I_1 =$ $= Z_2 I_1$		
Sursă ideală de curent comandată în tensiune (SICCT)		$I_1 = 0$ $I_2 = Y_{21} U_1 =$ $= Y_2 U_2$		
Sursă ideală de tensiune comandată în tensiune (SITCT)		$I_1 = 0$ $U_2 = A_{21} U_1$ $A_{21} = Y_1 Z_2 > 0$		
Sursă ideală de curent comandată în curent (SICCC)		$U_1 = 0$ $I_2 = B_{21} I_1$ $B_{21} = Z_1 Y_2 > 0$		

G^U, din cele două noduri scurtcircuitate, nodul nou este îndepărtat, celălalt nod al porţii care comandă fiind păstrat.

Sursa de curent comandată în tensiune este simulată (tabelul 2), printr-o latură care are admitanţa (impedanţa) egală cu admitanţa de transfer (inversa admitanţei de transfer) şi care este conectată în graful G^I la bornele sursei comandate, orientată în sensul curentului sursei, poarta de comandă fiind lăsată în gol. În graful G^U această latură este conectată la bornele porţii de comandă, orientată în sensul tensiunii de comandă, iar poarta comandată este lăsată în gol. Deci, sursa de curent comandată în tensiune nu conduce la apariţia de noduri suplimentare sau la scurtcircuitarea anumitor noduri în cele două grafuri G^I şi G^U.

La sursa de tensiune comandată în tensiune în graful G^I laturile conectate în paralel care simulează această sursă (vezi tabelul 2) au unul din cele două noduri comune identic cu nodul spre care este orientată tensiunea de la bornele porţii comandate, iar nodul de la care pleacă direcţia tensiuni de la bornele laturii comandate este atribuit celuilalt nod comun.

Factorul de transfer în tensiune al acestei surse comandate este egal cu produsul dintre admitanţa de transfer Y_1 a unei surse de curent comandată în tensiune şi impedanţa de transfer Z_2 a unei surse de tensiune comandată în curent. Aceste surse comandate conectate în cascadă sînt echivalente cu sursa de tensiune comandată în tensiune [1, 4].

În cazul sursei de curent comandată în curent, în graful de tensiune G^U cele două laturi conectate în paralel (vezi tabelul 2) au un nod comun identic cu nodul în care intră curentul laturii comandate, iar nodul suplimentar introdus în graful G^I de latura care comandă este atribuit celuilalt nod comun.

Factorul de transfer în curent al sursei de curent comandată în curent este egal cu produsul dintre impedanţa de transfer Z_1 a unei surse de tensiune comandată în curent şi admitanţa de transfer Y_2 a unei surse de curent comandată în tensiune, surse care conectate în cascadă sînt echivalente cu sursa de curent comandată în curent [1, 4].

Observaţia 3

Semnul mărimii de transfer ce caracterizează fiecare din cele patru tipuri de surse comandate, prezentate în tabelul 2, este determinat implicit de orientarea laturilor prin care sînt modelate aceste surse în grafurile G^I şi G^U.

Structura de principiu a programului PGDFR este reprezentată în figura 1.

Programul PGDFR este alcătuit din următoarele subprograme :

1. PROGRAMUL PRINCIPAL — citeşte datele de intrare şi cheamă pe rînd subrutinele DARY şi DARZ.

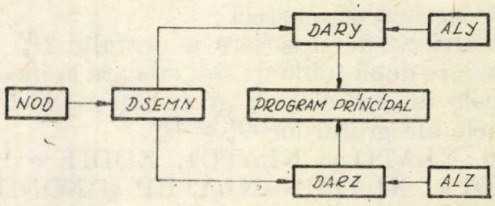


Fig. 1. Organigrama de principiu a programului PGDFR.

Datele de intrare sînt :

— valoarea variabilei NTIP, prin care se specifică care din cele patru tipuri de funcţii de reţea urmează să fie calculată. Valorile posibile ale variabilei întregi NTIP şi tipul funcţiilor de reţea corespunzătoare sînt date în tabelul 3. Valoarea variabilei întregi NTIP se citeşte după o cartelă cu formatul I2 ;

Tabelul 3

Valoarea variabilei NTIP	Tipul funcţiei de reţea corespunzătoare
1	Admitanţa de transfer
2	Impedanţa de transfer
3	Factorul de transfer în tensiune
4	Factorul de transfer în curent

— numărul de laturi NLATI1 şi numărul de noduri NODI1 ale grafului de curent G_1^I. Valorile acestor două variabile întregi se citesc de pe o singură cartelă cu formatul 2*I*3 ;

— matricea de descriere a grafului G_1^I. Această matrice cît şi toate celelalte matrice de descriere a grafurilor G_1^U, G_p^I şi G_p^U sînt matrice cu două linii şi cu numărul de coloane egal cu numărul de laturi al grafului respectiv. Fiecare coloană a matricei de descriere a unui graf corespunde unei laturi a grafului. Elementele primei linii a acestei matrice reprezintă nodurile de unde pleacă (diverg) laturile grafului, iar elementele de pe linia a doua reprezintă nodurile în care ajung (converg) laturile grafului. Toate matricele de descriere a celor patru grafuri (G_1^I, G_1^U, G_p^I, G_p^U) se citesc pe linii cu formatul 20*I*2 de pe un număr de cartele care conţin toate elementele acestor matrice ;

— numărul de laturi NLATU1 şi numărul de noduri NODU1 ale grafului G_1^U. Aceste variabile întregi se citesc cu formatul 2*I*3 de pe aceeaşi cartelă ;

— matricea de descriere a grafului G_1^U ;

— numărul de laturi NLATIP şi numărul de noduri NODIP ale grafului G_p^I. Valorile acestor două variabile întregi se citesc de pe o singură cartelă cu formatul 2*I*3 ;

— matricea de descriere a grafului G_p^I ;

— numărul de laturi NLATUP şi numărul de noduri NODUP ale grafului G_p^U. Aceste două variabile întregi se citesc cu formatul 2*I*3 de pe aceeaşi cartelă ;

— matricea de descriere a grafului G_p^U.

În aceste două tablouri sînt stocate la început matricele de descriere a grafurilor G_1^I şi G_1^U şi apoi cele ale grafurilor G_p^I şi G_p^U.

Deci : NLATI1 = NLATU1, NODI1 = =NODU1, NLATIP = NLATUP şi NODIP = = NODUP. Dacă prin pasivizarea porţilor intrare-ieşire sau/şi prin simularea surselor comandate în conformitate cu tabelul 2 sau/şi prin simularea nulorilor în grafurile G_1^I şi G_1^U (sau în grafurile G_p^I şi G_p^U) anumite laturi sînt eliminate, conform observaţiei 5, în graful G_1^I şi rămîn în graful G_1^U (sau în graful G_p^I şi rămîn în graful G_p^U) sau viceversa, se lucrează întotdeauna cu mulţimea de laturi comune grafurilor G_1^I şi G_1^U şi respectiv grafurilor G_p^I şi G_p^U. Toate laturile care nu aparţin mulţimii comune se elimină cu regula *L*.

Eliminarea laturilor care formează bucle proprii se face după regula L.

Regula L

Fie latura l_k, latura din graf care trebuie eliminată. După eliminarea laturii l_k, toţi indicii laturilor grafului care sînt mai mari strict decît k se micşorează cu o unitate.

Observaţia 4

Deoarece PGDFR este astfel conceput încît determină mai întîi expresia numărătorului funcţiei de reţea (inclusiv semnul minus din formula (1)) şi apoi expresia numitorului, pentru descrierea grafurilor G_1^I, G_1^U, G_p^I şi G_p^U sînt utilizate numai două tablouri de dimensiunea 2×100 (100 fiind numărul maxim de laturi pe care-l poate avea circuitul analizat cu programul PGDFR).

Observaţia 5

Prin pasivizarea porţilor intrare-ieşire corespunzător funcţiei de reţea calculată (vezi tabelul 1), prin simularea surselor comandate prin elemente „pasive" de circuit ce ocupă poziţii diferite în grafurile G^I şi G^U (tabelul 2) şi ţinînd seama de comportarea nulatoarelor şi noratoarelor din punctul de vedere al curentului şi al tensiunii ; anumite laturi ale circuitului analizat pot fi scurtcircuitate, formînd astfel bucle proprii în grafurile G^I şi G^U.

Întrucît aceste laturi care formează bucle proprii nu pot apare în structura arborilor comuni grafurilor G_1^I şi G_1^U sau grafurilor G_p^I şi G_p^U, ele trebuie eliminate.

Observaţia 6

Grafurile G_1^I şi G_1^U au acelaşi număr de laturi şi acelaşi număr de noduri, la fel şi grafurile G_p^I şi G_p^U.

2. Subrutina DARY — calculează numărătorul funcţiei de reţea (inclusiv semnul minus din formula (1)). Ea apelează subrutinele ALY şi DSEMN.

3. Subrutina DARZ — calculează numitorul funcţiei de reţea apelînd subrutinele ALZ şi DSEMN.

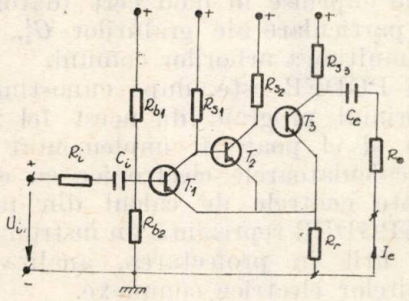
4. Subrutina ALY — determină, cu metoda prezentată în [2], mulţimea arborilor comuni grafurilor G_1^I şi G_1^U care conţin latura unitate.

5. Subrutina ALZ — determină, cu metoda prezentată în [2], mulţimea arborilor comuni grafurilor G_p^I şi G_p^U.

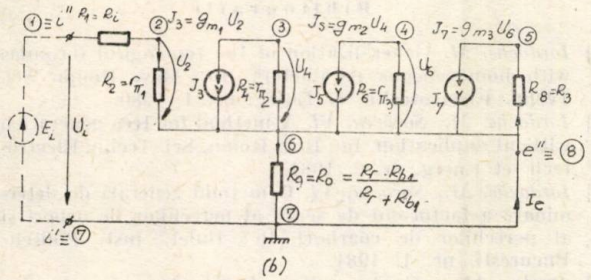
6. Subrutina DSEMN — determină, cu metoda prezentată în [3], semnul perechilor de arbori comuni grafurilor G_1^I și G_1^U și respectiv grafurilor G_p^I și G_p^U. Ea apelează subrutina NOD care determină nodul cu indicele cel mai mare din mulțimea nodurilor perechilor de arbori comuni grafurilor menționate mai sus.

Dimensiunile tablourilor folosite în programul PGDFR au fost luate în conformitate cu numărul maxim de laturi și respectiv de noduri pe care le poate avea circuitul analizat, în cazul prezentului program 100 de laturi, respectiv 99 de noduri. Dacă circuitul examinat depășește acest număr maxim de laturi, respectiv de noduri, se modifică corespunzător dimensiunile tuturor tablourilor. Listingul programului PGDFR este prezentat în [5].

PGDFR, pentru numerele maxime de laturi și de noduri menționate mai sus, ocupă o memorie de 16,288 kocteți.



(a)



(b)

Fig. 2. Amplificator cu trei etaje cu reacție buclă-buclă: *a* — schemă de principiu; *b* — schema echivalentă la semnale mici și frecvențe joase.

2. Exemplu

Fie amplificatorul cu trei etaje cu reacție buclă-buclă din figura 2 *a*. Vrem să calculăm admitanța operațională de transfer intrare-ieșire Y_{ei}, la semnale mici și frecvențe joase. Porțile intrare-ieșire sînt specificate în figura 2 *a*.

Înlocuind cele trei tranzistoare cu schemele echivalente corespunzătoare semnalelor mici și frecvențelor joase se obține circuitul echivalent din figura 2 *b*, în care s-a presupus că rezistențele R_{s1}, R_{s2}, R_{s3} și R_{b2} sînt suficient de mari pentru a putea fi neglijate.

În figura 3 s-au reprezentat grafurile G_1^I și G_1^U, asociate circuitului din figura 2 *b*, unde în graful G_1^I s-a conectat latura de transmitanță 1_i la poarta de intrare (de la nodul n_7 la nodul n_1), poarta de ieșire fiind lăsată în gol, iar în graful G_1^U s-a conectat latura de transmitanță 1_e la poarta de ieșire (de la nodul n_7 la nodul n_8), poarta de intrare fiind lăsată în gol.

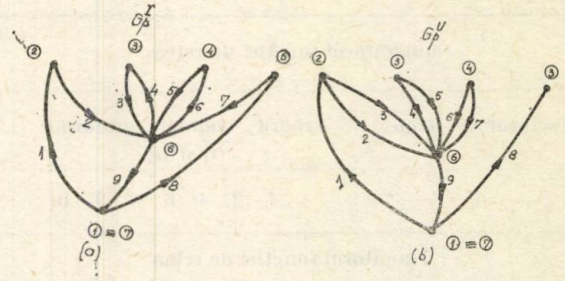


Fig. 3. Grafurile circuitului cu porțile intrare-ieșire pasivizate corespunzător funcție de rețea *yei*: *a* — graful G_p^I; *b* — graful G_p^U; *b* — graful G_p^U.

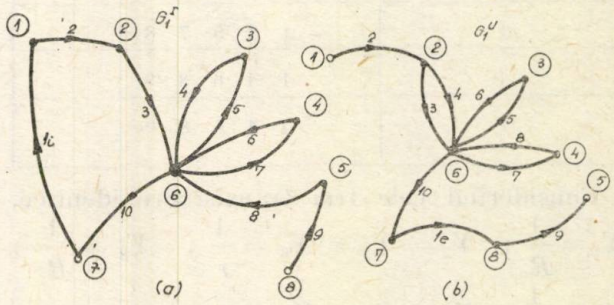


Fig. 4. Grafurile G_1^I și G_1^U: *a* — graful G_1^I; *b* — G_1^U.

În figura 4 s-au reprezentat grafurile G_p^I și G_p^U asociate circuitului din figura 2 *b*, cu porțile intrare-ieșire pasivizate corespunzător funcției de rețea Y_{ei} (vezi tabelul 1).

Deoarece în grafurile G_1^I și G_1^U a apărut cîte o latură de transmitanță unitate (latura 1_i în graful G_1^I și latura 1_e în graful G_1^U), pentru a nu se complica identificarea laturilor circuitului inițial, i se atribuie acestei laturi indicele 1, iar indicii celorlalte laturi se măresc cu o unitate.

Matricea de descriere a grafului G_1^I este:

$$P_1^I = \begin{bmatrix} 7 & 1 & 2 & 3 & 6 & 4 & 6 & 5 & 8 & 6 \\ 1 & 2 & 6 & 6 & 3 & 6 & 4 & 6 & 5 & 7 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

iar cea a grafului G_1^U are forma:

$$P_1^U = \begin{bmatrix} 7 & 1 & 2 & 2 & 6 & 3 & 6 & 4 & 8 & 6 \\ 8 & 2 & 6 & 6 & 3 & 6 & 4 & 6 & 5 & 7 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Graful G_p^I este descris de matricea:

$$P_p^I = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 6 & 4 & 6 & 5 & 1 & 6 \\ 2 & 6 & 6 & 3 & 6 & 4 & 6 & 5 & 1 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

iar graful G_p^U are matricea de descriere de forma :

$$P_p^U = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 & 6 & 3 & 6 & 4 & 1 & 6 \\ 2 & 6 & 6 & 3 & 6 & 4 & 6 & 5 & 1 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

În urma rulării programului PGDFR, pentru exemplul considerat, s-au obținut rezultatele :

Numărătorul funcției de rețea	
Factorul de semn	Arborii comuni grafurilor G_1^I și G_1^U
1	1 2 4 6 8 9 10
Numitorul funcției de rețea	
Factorul de semn	Arborii comuni grafurilor G_p^I și G_p^U
1	1 2 4 6 8
1	1 3 5 7 8
1	1 4 6 8 9
1	2 4 6 8 9

Considerînd cele trei tranzistoare identice, $Y_1 = \frac{1}{R_i}$; $Y_2 = Y_4 = Y_6 = \frac{1}{r}$; $Y_8 = \frac{1}{R_e}$; $Y_9 = \frac{1}{R_0}$; $Y_3 = Y_5 = Y_7 = g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$, admitanța operațională de transfer Y_{ei} are expresia :

$$Y_{ei} = \frac{g_m^3 r^3}{R_0 + R_i + r + g_m^3 r^3 R_0}. \quad (9)$$

Timpul de calcul, pe calculatorul FELIX 512, a fost de 14 secunde.

3. Concluzii

Programul PGDFR este un program original și general de calcul al celor patru funcții de rețea sub formă simbolică. Circuitul electric analizat poată să conțină : toate cele patru tipuri de surse comandate, un număr arbitrar de cuplaje magnetice, nulori, giratoare, invertoare de curent, invertoare de tensiune, amplificatoare operaționale, transformatoare ideale și, în general, orice element multipol sau multiport de circuit care prezintă o schemă echivalentă formată numai din elemente ideale dipolare. Astfel de circuite electrice sînt, în general, cele mai complexe circuite întîlnite în practică.

Modul de descriere a grafurilor G_1^I, G_1^U, G_p^I și G_p^U conduce la o economisire importantă de memorie. Programul PGDFR este astfel conceput încît permite utilizatorului să modifice sau să înlocuiască, după caz, oricare subrutină a sa.

Introducerea datelor este simplă și naturală. Pentru reducerea timpului de calcul se poate ține seama, prin modificări adecvate ale subrutinelor *ALY* și *ALZ*, că anumite laturi trebuie să fie cuprinse în mod cert (datorită structurilor particulare ale grafurilor G_1^I, G_1^U, G_p^I și G_p^U) în mulțimea arborilor comuni.

Prógramul PGDFR este, după cunoștințele autorului, primul program de acest fel din țara noastră și el poate fi implementat pe oricare din calculatoarele electronice cu care sînt înzestrate centrele de calcul din țară.

Programul PGDFR reprezintă un instrument deosebit de util în proiectarea, analiza și sinteza circuitelor electrice complexe.

Bibliografie

[1] *Iordache, M.* Generalization of the topological formulas with homogeneous parameters. In : Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg. nr. 4, 1980.

[2] *Iordache, M., Socaciu, Vl.* A method for tree generation without duplication. In : Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotech. et Énerg. nr. 2, 1981.

[3] *Iordache, M., Socaciu, Vl.* O metodă generală de determinare a factorului de semn al perechilor de arbori și al perechilor de coarbori. In : Bulet. Inst. Politeh. București, nr. 1, 1981.

[4] *Preda, M., Cristea, P., Dorobanțu, I.* Analiza topologică a circuitelor electrice. Editura tehnică, București, 1979.

[5] *Iordache, M.* Program de determinare a funcțiilor de rețea. In : Bibl. catedrei de Electrotehnică II, Inst. Politeh. București.

RECENZII

EMIL BURZO. Fizica fenomenelor magnetice

Lucrările publicate în 1979 de editura Academiei Republicii Socialiste România în domeniul fizicii au consemnat un eveniment deosebit : apariţia volumului I al lucrării **Fizica fenomenelor magnetice**, al cărei autor, dr. Emil Burzo, specialist de reputaţie mondială în domeniul magnetismului cu contribuţii importante în magnetismul aliajelor, elementelor de tranziţie, ne prezintă în mod unitar conceptele de bază ale acestei vaste ramuri a fizicii, raportată la întreaga varietate de materiale magnetice — paramagnetice, diamagnetice, feromagnetice, ferimagnetice, antiferomagnetice — sub diverse forme : cristale masive, pături subţiri, fire.

Competenţa autorului este subliniată de claritatea şi simplitatea compunerii de-a lungul lucrării. Sprijinindu-se pe cercetările proprii şi pe o bogată şi actuală bibliografie, autorul prezintă în acest volum atît fenomenul magnetic, cît şi metodele specifice de investigaţie ale acestuia. Folosind aparatul specific electrodinamicii şi mecanicii cuantice, lucrarea începe cu definirea unor noţiuni de bază din domenii, continuă cu metode de generare a cîmpurilor magnetice, explică originea momentelor magnetice la scară atomică, întreprinde un amplu comentariu al simetriei cristaline şi magnetice a corpului solid cristalin, prezintă modele ce descriu comportarea materialelor dia-şi paramagnetice şi se sfîrşeşte cu o descriere amănunţită a comportării magnetice a electronilor de conducţie.

Prin aria acoperită de această primă parte a „Fizicii fenomenelor magnetice", prin claritatea şi profunzimea expunerii materialului, ca şi prin cuprinsul volumului II al lucrării prezentat de autorul ei în prefaţa primei părţi, analiza comportării materialelor magnetice ordonate : fero-, antifero- şi ferimagnetice, lucrarea dr. E. Burzo, umple un gol resimţit de mai mulţi ani în bibliografia românească de specialitate. Afirmăm aceasta şi din punctul de vedere al electrotehnicianului sau a cercetătorului în domeniul materialelor electrotehnice, în special al celor magnetice. Din punctul de vedere al electrotehnicianului în conştiinţa faptului că electrotehnica este stăpînită de interacţiile de natură magnetică şi condiţionată de progresul şi dezvoltarea unor noi materiale electrotehnice magnetice şi din cel al cercetătorului de materiale magnetice pentru electrotehnică datorită condiţionării dezvoltării unor astfel de materiale de către cunoaşterea fenomenului magnetic. Aceasta cu atît mai mult, cu cît aportul fizicii în tehnologiile moderne este din ce în ce mai mare.

Cunoaşterea gîndirii profund ştiinţifice a autorului lucrării „Fizica fenomenelor magnetice", prilejuită de apariţia primului volum al acestuia, reclamă ieşirea de sub tipar a celorlalte părţi ale lucrării cu descrierea fenomenelor magnetice din metale şi aliaje, predicţie a proprietăţilor magnetice macroscopice ale acestora, cu discutarea aspectelor de bază ale magnetismului tehnic, cu aplicaţii deosebit de importante în obţinerea materialelor eletrotehnice magnetic moi şi dure (magneţi permanenţi), atît în direcţia îmbunătăţirii calitative, cît şi de realizare a altora noi. Toate acestea transformă lucrarea dr. E. Burzo într-un manifest al sprijinului şcolii româneşti de fizică acordat cercetării de material în domeniul electrotehnicii.

Urăm succes autorului şi dorim ca celelalte părţi ale lucrării să ne prilejuiască cît mai curînd aceleaşi satisfacţii pe care le-a reuşit prima parte.

Dipl. chim. *Paul Roman* — ICPE

Electromagnitnîe molotî (Ciocane electromagnetice). Sub redacţia cand. şt. tehn. A.T. Malov şi dr. şt. teh. N.P. Riaşenţev. Editura Nauka, 1979; 269 pagini.

Lucrarea, editată sub egida secţiei siberiene a Academiei de ştiinţe a URSS şi a Institutului minier din Novosibirsk, este dedicată problemelor de ordin teoretic şi de proiectare ce apar în abordarea ciocanelor electromagnetice, tratate de-a lungul a şapte capitole.

Capitolele de început sînt consacrate construcţiei ciocanului electromagnetic, studiului şi calculului circuitului magnetic al electromagnetului de cursă lungă, element de bază în construcţia ciocanelor electrice care nu folosesc alte elemente de acţionare, cum ar fi motoare electrice liniare de diferite tipuri. Calculul circuitului magnetic se face în cazul absenţei saturaţiei magnetice, cît şi în prezenţa acesteia, în ultima situaţie la întrefier de lucru mic şi mare.

Capitolul al treilea este destinat calculului şi proiectării electromagneţilor de cursă lungă, folosiţi în acţionarea ciocanelor ; se dă şi o metodică aproximativă de calcul.

Aproximativ un sfert din lucrare tratează procesul de lucru al ciocanului electromagnetic. Se studiază ecuaţia de mişcare, influenţa curenţilor turbionari din armătura mobilă şi alte aspecte, indicîndu-se modul de calcul al parametrilor dinamici şi calculul ciocanelor electromagnetice.

O bună parte a lucrării studiază apoi schemele de alimentare şi de comandă ale ciocanelor electromagnetice ceea ce constituie fără îndoială un aspect pozitiv şi modern al acesteia. Alimentarea se presupune efectuată din reţele de curent alternativ şi continuu, prin intermediul mutatoarelor de diferite tipuri (punţi comandate, bialternanţă etc.). Această parte este dezvoltată atent, pentru înţelegerea şi utilizarea corectă a diferitelor fenomene.

Se studiază de asemenea procesele termice din ciocanele electromagnetice, alegerea şi calculul sistemelor de răcire a lor. În capitolul final, al şaptelea, se prezintă perspectivele dezvoltării şi utilizării ciocanelor electromagnetice.

Lucrarea este completată de o bogată bibliografie, cuprinzînd 88 de titluri, toate de autori ruşi.

Autorii (A.T. Malov, N.P. Riaşenţev, A.V. Nosoveţ, G.G. Ugarov, V.N. Fedonin, A.P. Malahov şi A.N. Antonov) au reuşit să alcătuiască o lucrare valoroasă şi interesantă, care cuprinde rezultate recente ale cercetătorilor sovietici, umplînd un gol în literatura mondială. Cartea poate fi privită ca un îndrumar de proiectare, nelipsită însă de diverse aspecte fenomenologice pentru înţelegerea firească a optimizării funcţionării ciocanelor electromagnetice.

Se poate sugera autorilor ca la o nouă ediţie să trateze mai detaliat influenţa diferitelor tipuri de sarcină asupra funcţionării ciocanelor. Ar fi interesantă şi tratarea ciocanelor electrice de cursă mare cu motoare electrice liniare asincrone cu cîmp mobil.

Recomandăm lucrarea tuturor celor care se ocupă de procesele tehnologice în care sînt necesare maşini de putere cu acţiune prin şoc.

Carol Saal — Universitatea — Craiova

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

Isotimpex

TAXIMETRU ELECTRONIC ELTAX 10

Aparatul calculează nota de plată a clientului, drumul parcurs de maşină, drumul parcurs de automobil cu clienţi, numărul pasagerilor transportaţi şi numărul unităţilor de taxare calculate.

ELTAX 10 este echipat cu un microcomputer şi construit cu circuite MOS mari. Nota de plată a clientului este indicată pe un display digital, în cinci clase, lumină verde.

Informaţia pe care şoferul o raportează este înmagazinată în contoare electromecanice, care funcţionează şi în cazul unei căderi de curent.

ELTAX 10 are posibilitatea de a taxa serviciile prestate după 3 tarife. Taxa de pornire, tarifele şi sumele se pot regla uşor după tipul maşinii. Reglarea se face prin schimbarea legăturilor fixe în cîmpul de coduri. Cu taxa iniţială se poate plăti sau nu un anumit drum sau timpul de staţionare. Ultima sumă este indicată în cîmpul de coduri.

ELTAX 10 se conectează la automobil printr-un fotoemiţător. Emiţătorul este uşor şi de mici dimensiuni. Se montează între spidometru şi acul care antrenează spidometrul.

Exportator: AHO "ISOTIMPEX"
Str. Tschapaev 51
Sofia/Bulgaria
Tel. 73-61
Telex 022731/32

PUBLICOM

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti cont virament nr. 3016.6.05.01 BNSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2013. Taxele poştale plătite în numerar pe annl 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26.

1931 MAR 31